

INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

**DESARROLLO DE UN ENLACE ÓPTICO DPSK SOBRE
CANALES OOK DE REDES DE TRANSPORTE**

Juan Cruz Mattanó

Alumno

Mgter. Leonardo Morbidel

Director

Dr. Pablo A. Costanzo Caso

Codirector

Miembros del Jurado

Dr. Juan Pablo Pascual (Instituto Balseiro)

Mgter. Julio Benítez (CNEA - Instituto Balseiro)

9 de Diciembre de 2019

Laboratorio de Investigación Aplicada en Telecomunicaciones,
Centro Atómico Bariloche

Instituto Balseiro
Universidad Nacional de Cuyo
Comisión Nacional de Energía Atómica
Argentina

A mi familia

Índice de símbolos

- **ASE**: Emisión espontánea amplificada (*amplified spontaneous emission*)
- **AWG**: Generador de onda arbitraria (*arbitrary waveform generator*)
- **AWGN**: Ruido aditivo, blanco y gaussiano (*additive white gaussian noise*)
- **BER**: Tasa de error de bit (*bit error rate*)
- **BERT**: Medidor de tasa de error (*bit error rate tester*)
- **BTB**: Equipo con equipo (*back to back*)
- **CD**: Dispersión cromática (*chromatic dispersion*)
- **CDR**: Recuperador de datos de reloj (*clock data recovery*)
- **DAC**: Conversor digital analógico (*digital analog converter*)
- **DCF**: Fibra compensadora de dispersión (*dispersion compensating fiber*)
- **DCM**: Módulo de compensación de dispersión (*dispersion compensation module*)
- **DPSK**: Modulación de fase diferencial (*differential phase shift keying*)
- **DSH**: Método autohomodino retardado (*delayed self homodyne*)
- **DSP**: Procesamiento digital de señales (*digital signal processing*)
- **EDFA**: Amplificador de fibra dopada con erbio (*erbium doped fiber amplifier*)
- **ER**: Razón de extinción (*extinction ratio*)
- **RBW**: Ancho de banda de resolución (*resolution bandwidth*)
- **FEC**: Corrección de errores hacia adelante (*forward error correction*)
- **FWHM**: Ancho a mitad de altura (*full width half maximum*)
- **FWM**: Batido de cuarta onda (*four wave mixing*)
- **HWHM**: Ancho mitad, a mitad de altura (*half width half maximum*)
- **IL**: Pérdidas por inserción (*insertion loss*)
- **IM-DD**: Modulación de intensidad con detección directa (*intensity modulation-direct detection*)
- **ISI**: Interferencia intersímbolo (*inter symbol interference*)

- **ITU**: Unión Internacional de Telecomunicaciones (*International Telecommunications Union*)
- **LW**: Ancho de línea (*linewidth*)
- **MZDI**: Interferómetro Mach-Zehnder de retardo (*Mach-Zehnder delay interferometer*)
- **MZM**: Modulador Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder modulator*)
- **NRZ**: No retorno al cero (*no return to zero*)
- **OOK**: Modulación digital de amplitud (*on off keying*)
- **OSA**: Analizador de espectro óptico (*optical spectrum analyzer*)
- **OSC**: Osciloscopio (*scope*)
- **OSNR**: Relación señal a ruido óptica (*optical signal to noise ratio*)
- **OTN**: Red de transporte óptico (*Optical Transport Network*)
- **PMD**: Dispersión por modo de polarización (*polarization mode dispersion*)
- **PMF**: Fibra de polarización mantenida (*polarization maintaining fiber*)
- **PRBS**: Secuencia pseudoaleatoria (*pseudo random sequence*)
- **SA**: Analizador de espectro (*spectrum analyzer*)
- **SPM**: Automodulación de fase (*self phase modulation*)
- **VOA**: Atenuador óptico variable (*variable optical attenuator*)
- **WDM**: Multiplexación por división en la longitud de onda (*wavelength division multiplexing*)
- **XFP**: Transceptor de 10 Gigabit (*10 Gigabit Small Form Factor Pluggable*)
- **XPM**: Modulación de fase cruzada (*cross phase modulation*)

Índice de contenidos

Índice de símbolos	v
Índice de contenidos	vii
Índice de figuras	xi
Índice de tablas	xv
Resumen	xvii
Abstract	xix
1. Introducción	1
1.1. Contexto y motivación	1
1.2. Objetivos	2
1.3. Estructura de la tesis	3
2. Sistemas de comunicaciones ópticas	5
2.1. Modelo del canal de fibra óptica	5
2.2. Sistema de modulación de amplitud (OOK)	6
2.2.1. Transmisor	6
2.2.2. Receptor	7
2.3. Sistema de modulación de fase diferencial (DPSK)	9
2.3.1. Transmisor	10
2.3.2. Receptor	11
2.4. Sistema DPSK sobre OOK	13
2.4.1. Descripción del funcionamiento	13
3. Simulaciones numéricas	17
3.1. Desempeño de los enlaces OOK y DPSK	17
3.1.1. Esquemas implementados	17
3.1.2. Consideraciones respecto al ruido óptico y la estimación de la BER	19
3.1.3. Resultados	20

3.2. Influencia del ancho de línea en el esquema DPSK	21
3.2.1. Marco teórico del ruido de fase	21
3.2.2. Desempeño del esquema DPSK considerando el ancho de línea del láser	24
3.3. Evaluación del enlace DPSK sobre OOK	26
3.3.1. Simulación del esquema DPSK sobre OOK	27
3.3.2. Desempeño del enlace DPSK sobre OOK al variar la tasa de transmisión	27
3.3.3. Análisis teórico del enlace DPSK sobre OOK	29
4. Mediciones experimentales	33
4.1. Caracterización de los componentes utilizados	33
4.1.1. Caracterización de los láseres	33
4.1.2. Caracterización del Modulador Mach-Zehnder (MZM)	37
4.1.3. Caracterización del interferómetro Mach-Zehnder de retardo (MZ- DI)	39
4.2. Caracterización del enlace OOK de 10 Gbps	40
4.2.1. Esquema experimental	41
4.2.2. Medición de la curva BER vs OSNR para el enlace OOK de 10 Gbps	44
4.3. Caracterización del enlace DPSK sobre OOK	46
4.3.1. Penalidad sobre enlace OOK	46
4.3.2. Mediciones del enlace DPSK sobre OOK	49
4.3.3. Evaluación de factibilidad	51
5. Conclusiones	53
5.1. Acerca del trabajo realizado	53
5.2. Trabajo a futuro	55
A. Modulador Mach-Zehnder (MZM)	57
A.1. Funcionamiento	58
A.1.1. Modulación de amplitud	59
A.1.2. Modulación de fase	59
B. Interferómetro Mach-Zehnder de retardo (MZDI)	61
C. Modelo para el ruido de fase en el detector DPSK	65
D. Medición de la tasa de error mediante el código corrector de errores	67
E. Especificaciones de la placa F10T	69

F. Práctica profesional supervisada (PPS)	71
G. Actividades de proyecto y diseño (P&D)	73
Bibliografía	75
Agradecimientos	79

Índice de figuras

2.1. Esquema para un sistema OOK.	7
2.2. Esquema de un modulador Mach-Zehnder.	8
2.3. Señal óptica ideal a la salida del transmisor OOK.	8
2.4. Señal eléctrica a la salida del demodulador OOK.	9
2.5. Esquema del transmisor DPSK.	10
2.6. Señal óptica a la salida del transmisor DPSK.	11
2.7. Esquema del receptor DPSK.	12
2.8. Corriente diferencial a la salida del detector DPSK.	12
2.9. Esquema DPSK sobre OOK.	13
2.10. Señal óptica a la salida del transmisor DPSK sobre OOK.	14
2.11. Señal a la salida del demodulador DPSK sobre OOK.	14
3.1. Esquema de la simulación implementada para el enlace OOK.	18
3.2. Esquema de la simulación implementada para el enlace DPSK.	18
3.3. Curvas obtenidas para los enlaces OOK y DPSK de 10 Gbps.	21
3.4. Diagramas de ojo obtenidos para los enlaces OOK y DPSK de 10 Gbps.	22
3.5. Distribución de probabilidad teórica del ruido de fase del láser en el instante de desición para el detector DPSK.	24
3.6. Diagramas de ojo simulados para un enlace DPSK al considerar el ancho espectral.	25
3.7. Desempeño obtenido para un enlace DPSK de 100 Mbps al considerar distintos anchos de línea.	26
3.8. Esquema de la simulación implementada para el enlace DPSK sobre OOK.	27
3.9. Diagramas de ojo del enlace DPSK sobre OOK.	28
3.10. Tasa de error en función de la tasa de transmisión para el enlace DPSK sobre OOK de 10Gbps.	29
3.11. Diagrama de las señales a la entrada y a la salida del segundo acoplador del MZDI para el enlace DPSK sobre OOK.	30
4.1. Esquema del método DSH para la caracterización del ancho espectral.	34

4.2. Esquema implementado en el laboratorio para la caracterización del ancho espectral.	35
4.3. Espectro obtenido en la medición del ancho espectral para el láser LC155CDC-20	36
4.4. Espectro obtenido en la medición del ancho espectral para el láser del equipo Ciena	36
4.5. Espectro obtenido en la medición del ancho espectral para el láser Finisar	37
4.6. Modulador Mach-Zehnder utilizado en las mediciones experimentales. .	38
4.7. Circuito de desacople del modulador.	38
4.8. Corte transversal de una PMF.	39
4.9. Interferómetro Mach-Zehnder de retardo implementado en el laboratorio.	40
4.10. Plataforma Ciena 4200.	41
4.11. Placa F10T utilizada.	41
4.12. Esquema para la evaluación de la curva BER vs OSNR del enlace OOK NRZ 10G.	42
4.13. Esquema experimental implementado en el laboratorio para la evaluación de la curva BER vs OSNR del enlace OOK NRZ 10G.	42
4.14. Medición del espectro de la señal OOK previo al filtrado óptico.	44
4.15. Diagrama de ojo obtenido para una OSNR de 14,8 dB. Como se puede ver, el histograma en el instante de decisión se ajustó correctamente con dos curvas gaussianas.	45
4.16. Mediciones experimentales y datos simulados para el enlace OOK 10G.	46
4.17. Esquema para la medición de la penalidad sobre el enlace OOK causada por la inserción del modulador DPSK.	47
4.18. Mediciones obtenidas con conteo de errores para el enlace OOK de 10 Gbps al considerar la influencia del MZM.	47
4.19. Diagramas de ojo para el enlace OOK obtenidos al introducir el MZM en el esquema OOK.	48
4.20. Esquema experimental para la medición del enlace DPSK sobre OOK. .	49
4.21. Secuencia DPSK detectada de manera experimental.	50
4.22. Diagrama de ojo obtenido experimentalmente para el enlace DPSK sobre OOK.	50
A.1. Esquema de un modulador Mach Zehnder de control dual.	57
A.2. Potencia de salida en función de la tensión en un brazo del MZM polarizado para funcionar como modulador de amplitud.	59
A.3. Fase de salida del MZM polarizado para funcionar como modulador de fase.	60

B.1. Diagrama de un interferómetro Mach-Zehnder de retardo.	61
B.2. Transferencia de cada brazo de un MZDI.	63
C.1. Cambio de variable.	66
D.1. BER de fuente vs BER de canal para el código Reed Solomon (255,239) utilizado en el enlace OTU2.	68

Índice de tablas

4.1. Resultados de las mediciones de ancho espectral	37
4.2. Características nominales del modulador Mach-Zehnder.	38
4.3. Parámetros medidos del conjunto modulador y filtro de desacople. . . .	39
E.1. Especificaciones del transmisor de la placa F10T.	69
E.2. Especificaciones del receptor de la placa F10T.	70

Resumen

En este trabajo se estudiaron dos esquemas ópticos de modulación tradicional, OOK y DPSK, para evaluar la implementación de un enlace DPSK que utilice una señal OOK como portadora, agregando información en la fase de la misma. Este esquema se denominó DPSK sobre OOK.

Para ello, se implementaron diversas simulaciones numéricas que permitieron analizar el problema. A través de las mismas, se identificó una tasa de transmisión para el enlace DPSK, que minimiza la BER. Además, se planteó y validó un modelo teórico para el ruido de fase del láser en el receptor.

Finalmente, se realizaron mediciones experimentales para analizar el enlace. Los resultados obtenidos permitieron validar el concepto, ya que fue posible medir una BER del orden de 10^{-4} para el enlace DPSK, funcionando sobre la señal OOK. Sin embargo, se identificaron limitaciones en la implementación, entre las cuales, la principal resultó ser el corrimiento de la frecuencia central del láser.

Palabras clave: DPSK, OOK, DPSK SOBRE OOK

Abstract

In this work, two traditional optical modulation schemes, OOK and DPSK, were studied to evaluate the implementation of a DPSK link that uses an OOK signal as a carrier, adding information in its phase. This scheme was named DPSK over OOK.

In order to achieve this, several numerical simulations were implemented to analyze the problem. Through them, a transmission rate was identified for the DPSK link, which minimizes the BER. In addition, a theoretical model for the phase noise of the laser in the receiver was raised and validated.

Finally, experimental measurements were made to analyze the link. The results obtained validated the concept, since it was possible to measure a BER on the order of 10^{-4} for the DPSK link, operating over the OOK signal. However, practical limitations in the implementation were identified, among which, the main one turned out to be the shift of the central frequency of the laser.

Keywords: DPSK, OOK, DPSK OVER OOK

Capítulo 1

Introducción

1.1. Contexto y motivación

En los últimos años, el crecimiento exponencial en las tasas de transmisión demandadas por los usuarios ha creado un gran desafío para la industria de las telecomunicaciones. La causa es la aparición de múltiples servicios en línea, que requieren anchos de banda cada vez mayores para entregar una experiencia de usuario satisfactoria. Ejemplos de este tipo de aplicaciones son: el consumo de video bajo demanda, respaldo de datos, monitoreo remoto de procesos, uso intensivo de redes sociales, entre otras. Por otro lado, el surgimiento de los dispositivos IoT (*Internet of Things*) se ha convertido en un factor a considerar. Ya que, si bien se espera que la demanda de tasas de transmisión de los mismos sea pequeña, las predicciones indican un total de 38,5 miles de millones de dispositivos conectados a Internet para el año 2022 [1], siendo la mayoría de estos, dispositivos IoT. En las últimas décadas se ha demostrado que la única tecnología con el potencial para que todo esto sea posible, es la de comunicaciones por fibra óptica.

El estudio de la fibra óptica como medio para la propagación de señales comenzó en la década de 1960 [2]. Sin embargo, debido a que en ese momento no se disponía de las tecnologías de fabricación adecuadas, ni existían fuentes ópticas confiables para el uso comercial, los primeros sistemas de comunicaciones no vieron su aparición hasta finales de la década de 1970. Si bien el esquema de modulación que utilizaban era muy simple, ya que estaba basado en la modulación digital de amplitud (*on-off keying*, OOK) [3], debido al gran ancho de banda de la fibra, poseían una capacidad mucho mayor a la de los sistemas tradicionales.

En la década de 1990 se introdujeron dos grandes innovaciones, la técnica de multiplexación por división en la longitud de onda (*wavelength division multiplexing*, WDM) y los amplificadores ópticos [2, 4, 5, 6]. La combinación de ambas permitió aumentar la capacidad y el alcance de los enlaces ópticos considerablemente, facilitando la instalación masiva de cables submarinos y de enlaces terrestres de ultra larga distancia.

Por otro lado, a finales de la década de 1990, también se comenzaron a estudiar esquemas de modulación alternativos a la modulación de amplitud OOK, entre ellos los esquemas de modulación de fase (*phase shift keying*, PSK) [7]. Este tipo de modulación presenta ciertas ventajas respecto al esquema OOK a costa de una mayor complejidad, debida, principalmente, a la necesidad de utilizar un oscilador local sincronizado a la portadora recibida en el receptor (receptor coherente). Sin embargo, existe una alternativa que consiste en la utilización del esquema de modulación de fase diferencial (*differential phase shift keying*, DPSK) [8], que permite la implementación de un receptor no coherente, gracias a que es posible utilizar un interferómetro Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder delay line interferometer*, MZDI) como demodulador [9, 10].

En la actualidad, los enlaces de transporte óptico comerciales utilizan tecnologías coherentes con esquemas de modulación adaptivos, los cuales utilizan transmisores y receptores digitales con sofisticadas etapas de procesamiento y filtros ecualizadores que les permiten alcanzar tasas de transmisión de hasta 800 Gbps [11, 12]. En Argentina, la mayoría de los operadores posee enlaces desplegados con sistemas coherentes, cuya tasa de transmisión es de 100 Gbps y 200 Gbps en sus redes de *backbone*. Sin embargo, todavía existen una gran cantidad de enlaces en servicio con interfaces OOK de 10 Gbps.

La motivación de este trabajo surge al evaluar la posibilidad de reutilizar la infraestructura existente de enlaces OOK de 10 Gbps, para transmitir información adicional en la señal. Como esta tecnología está basada en esquemas con modulación de intensidad y detección directa (*intensity modulation - direct detection*, IM-DD), en este trabajo se propone el desarrollo de un sistema que permite incluir información adicional en la fase de la señal modulada en amplitud (OOK). Este esquema, el cual denominamos DPSK sobre OOK, permitiría que un nuevo enlace DPSK funcione sobre el enlace OOK original, compartiendo entre ambos la infraestructura ya desplegada de amplificadores, filtros y multiplexores.

1.2. Objetivos

El objetivo principal de este trabajo consiste en el estudio y caracterización de esquemas ópticos de modulación digital de amplitud, OOK, y de modulación de fase diferencial, DPSK, para evaluar la posibilidad de implementación de un enlace DPSK que utilice como portadora óptica una señal OOK.

Los objetivos específicos consisten, en primer lugar, en el estudio del funcionamiento de los esquemas OOK y DPSK de manera independiente. Para ello, inicialmente se estudian teóricamente ambos esquemas y se los caracteriza mediante simulaciones numéricas, modelando cada bloque de los sistemas por separado. En segundo lugar, se analiza la implementación del sistema DPSK sobre OOK. Dado que existen numerosas

causas que degradan el desempeño de este sistema, se analiza la influencia del ruido de fase del láser y la relación entre las tasas de transmisión de ambas modulaciones (DPSK y OOK). Como objetivo final se propone validar lo analizado teórica y numéricamente, de manera experimental. Por lo que se espera implementar el sistema DPSK sobre OOK y realizar mediciones sobre el mismo.

1.3. Estructura de la tesis

Este trabajo está organizado de la siguiente manera: en el Capítulo 2 se realiza la descripción de los sistemas de modulación que se utilizarán a lo largo del trabajo. El primero de ellos es el esquema OOK, el cual es ampliamente utilizado en enlaces comerciales de 10 Gbps. El segundo es el sistema DPSK, en donde la información a transmitir se encuentra en los cambios relativos de fase de la portadora óptica. Por último, se introduce el sistema propuesto DPSK sobre OOK que se estudiará en el resto del trabajo.

En el Capítulo 3, se estudian teóricamente y mediante simulaciones numéricas los sistemas OOK y DPSK por separado. Luego, se presenta el sistema DPSK sobre OOK, en el cual se estudian los efectos relevantes para el desempeño, siendo uno de ellos la influencia del ruido de fase, causada por el ancho de línea que poseen los láseres. Otro fenómeno que se analiza es el efecto que la modulación OOK provoca sobre el enlace DPSK.

El Capítulo 4 se centra en las mediciones experimentales realizadas. En primer lugar, se describe el método utilizado para determinar el ancho de línea de los diversos láseres disponibles en el laboratorio. El objetivo de esto fue determinar las limitaciones de las fuentes ópticas para implementar un enlace con modulación DPSK. En segundo lugar, se lleva a cabo la descripción del esquema utilizado para medir el desempeño de un sistema OOK comercial de 10 Gbps, cuyo resultado se utilizó luego como referencia para cuantificar la degradación sufrida al introducir la modulación DPSK al esquema OOK. Finalmente, se detallan las mediciones realizadas en el enlace DPSK sobre OOK, que consistieron en analizar la penalidad introducida sobre el enlace OOK, y en la estimación de la BER del enlace DPSK.

Por último, en el Capítulo 5, se presentan las conclusiones obtenidas y el trabajo a futuro.

Capítulo 2

Sistemas de comunicaciones ópticas

Un sistema de comunicaciones por fibra óptica emplea señales de luz para transmitir información sobre la fibra. Los componentes básicos del mismo son, el transmisor óptico, el canal de fibra, y el receptor óptico. En este capítulo se hará una descripción del modelo del canal y sus limitaciones. Luego, se describirán los sistemas de modulación involucrados en el desarrollo del enlace DPSK sobre OOK, es decir, OOK con modulación de intensidad y detección directa, y DPSK con detección interferométrica. Por último, se introducirá el esquema DPSK sobre OOK propuesto en este trabajo.

2.1. Modelo del canal de fibra óptica

En general, dependiendo de las señales transmitidas, el canal de fibra presenta varios efectos, tanto lineales como no lineales, que afectan la propagación. El más elemental de ellos es la atenuación, y provoca que una señal pierda potencia al propagarse. Actualmente, las fibras comerciales poseen atenuaciones del orden de los 0,2 dB/km en la banda C (1550 nm). Dicha atenuación, si bien es pequeña, limita el alcance de los enlaces a decenas de kilómetros, ya que los receptores ópticos poseen un umbral mínimo de potencia recibida por debajo del cual no funcionan correctamente. Debido a esto, se hace necesario amplificar la señal cuando se desea cubrir distancias mayores. Para ello se utilizan amplificadores ópticos, típicamente amplificadores de fibra dopada con erbio (*erbium doped fiber amplifier*, EDFA), que además de aumentar la potencia de la señal, introducen ruido óptico, causado por la amplificación de la emisión espontánea de fotones (*amplified spontaneous emission*, ASE). Este hecho degrada la relación señal a ruido óptica (*optical signal to noise ratio*, OSNR) en el receptor, y se convierte en una de las principales limitaciones para un enlace óptico de alta capacidad.

Por otro lado, la fibra presenta un efecto de dispersión cromática (*chromatic dispersion*, CD), el cual es un fenómeno lineal causado por la variación del índice de refracción de la fibra con la frecuencia. Esto provoca que las distintas componentes

de frecuencia de un pulso se propaguen a distintas velocidades, causando interferencia intersímbolo (*inter symbol interference*, ISI). Como el fenómeno es lineal, se puede compensar utilizando un tipo de fibra especial, denominada fibra compensadora de dispersión (*dispersion compensating fiber*, DCF). La misma posee un coeficiente de dispersión opuesto al de la fibra utilizada para la transmisión, permitiendo revertir el efecto. Sin embargo, los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes pueden realizar dicha compensación de manera electrónica, utilizando un procesador digital de señales (*digital signal processor*, DSP) en el receptor [13, 14, 15, 16, 17, 18].

Existe otro tipo de dispersión, denominada dispersión por modo de polarización (*polarization mode dispersion*, PMD), la cual es causada por la birrefringencia de la fibra que está dada por la diferencia del índice de refracción en ambos ejes. La consecuencia de ello es una dependencia de la velocidad de propagación con el modo de polarización. En los sistemas tradicionales esto se convierte en una limitación, ya que las técnicas para compensarla no son simples de aplicar. Sin embargo, al igual que con la CD, los sistemas coherentes permiten recuperar ambas polarizaciones por separado, y de esta manera revertir el efecto mediante el uso de filtros ecualizadores digitales.

Por otro lado, la fibra presenta fenómenos no lineales, entre los cuales se encuentran los fenómenos de automodulación de fase (*self phase modulation*, SPM), modulación de fase cruzada (*cross phase modulation*, XPM) y batido de cuatro ondas (*four wave mixing*, FWM). En general, la degradación que producen en la señal aumenta con la potencia introducida en la fibra, por lo que la manera más simple de mitigar los efectos no deseados consiste en disminuir la potencia del transmisor, lo que tiene como consecuencia una degradación en la OSNR a la entrada del receptor. Este problema es uno de los principales factores de estudio para la evaluación de un enlace óptico de alta capacidad [12, 19].

2.2. Sistema de modulación de amplitud (OOK)

Los primeros esquemas de modulación que se utilizaron de manera comercial fueron los de modulación digital de amplitud OOK. En ellos se utiliza un láser para generar una portadora óptica y luego se modula la intensidad en dos niveles. La principal ventaja que presentan es su simpleza, ya que la modulación y detección pueden realizarse de manera directa.

2.2.1. Transmisor

Como se puede ver en la Figura 2.1, el transmisor de un sistema OOK se compone de una fuente óptica, típicamente un láser, y un dispositivo capaz de modular la intensidad de la misma, con la secuencia binaria b_k que se desea enviar. Existen esquemas que

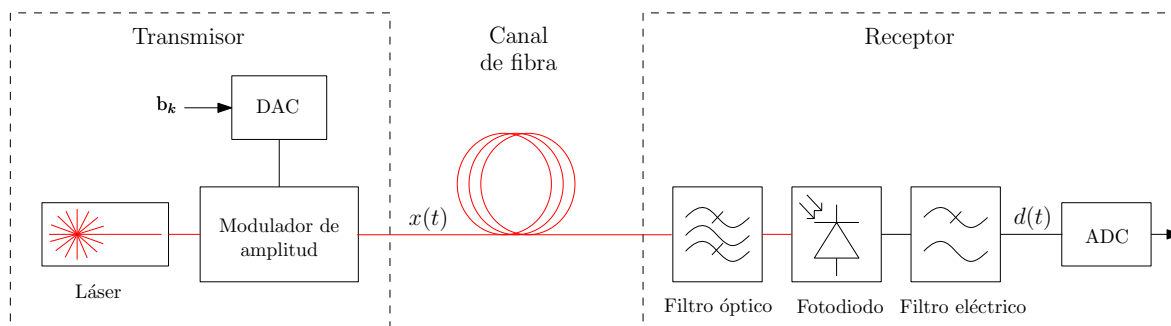


Figura 2.1: Esquema típico para un enlace OOK. En negro se muestran las señales eléctricas mientras que en rojo se muestran las señales ópticas.

modulan directamente la corriente de alimentación del láser eliminando la necesidad de un modulador externo. En general, estos se utilizan en enlaces de corto alcance, debido a que introducen efectos no deseados tales como *chirp* de frecuencia en la portadora. En los sistemas de transporte de 10 Gbps se utilizan moduladores de electroabsorción o moduladores Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder modulator*, MZM), siendo estos últimos la mejor opción para enlaces de transporte. Un MZM se basa en el efecto Pockels que presentan ciertos materiales, tales como el LiNbO_3 , el cual causa que una variación en un campo externo aplicado sobre dicho material provoque un cambio en su índice de refracción, y consecuentemente un cambio de fase en la señal óptica que se propaga en el mismo. En la Figura 2.2 se muestra el esquema de un MZM, el cual se compone de un interferómetro, cuyos brazos poseen una longitud óptica variable dependiendo de la tensión externa aplicada a los mismos. En el Apéndice A se realiza una descripción de su funcionamiento y se explica como debe utilizarse para convertir las variaciones de la tensión eléctrica de entrada en variaciones de la potencia óptica de salida. Un modulador posee varios parámetros de interés, entre ellos la frecuencia de corte del mismo, relacionada con el ancho de banda de la modulación, y la razón de extinción (*extinction ratio*, ER), definida como el cociente entre el nivel de potencia alto y bajo expresada en dB. Según la Unión Internacional de Telecomunicaciones (*International Telecommunication Union*, ITU) [20], el ER de un equipo comercial debe ser mayor a 8,2 dB.

En la Figura 2.3 se muestra una señal óptica ideal a la salida del transmisor, la cual es una portadora óptica modulada con una secuencia aleatoria de unos y ceros. Como se puede ver, la información se encuentra en la potencia transmitida, mientras que la fase se mantiene constante.

2.2.2. Receptor

El receptor puede observarse en la Figura 2.1, en donde se aprecia que el primer elemento es el filtro óptico. Este cumple la función de eliminar el ruido fuera de banda

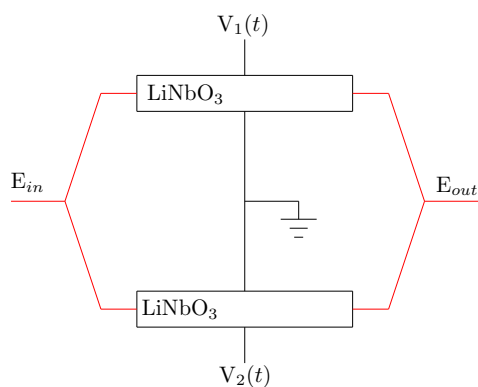


Figura 2.2: Esquema de un modulador Mach-Zehnder. El mismo se compone de un interferómetro con dos brazos fabricados de LiNbO_3 , que permiten variar el índice de refracción del material, en cada brazo, en función de la tensión aplicada.

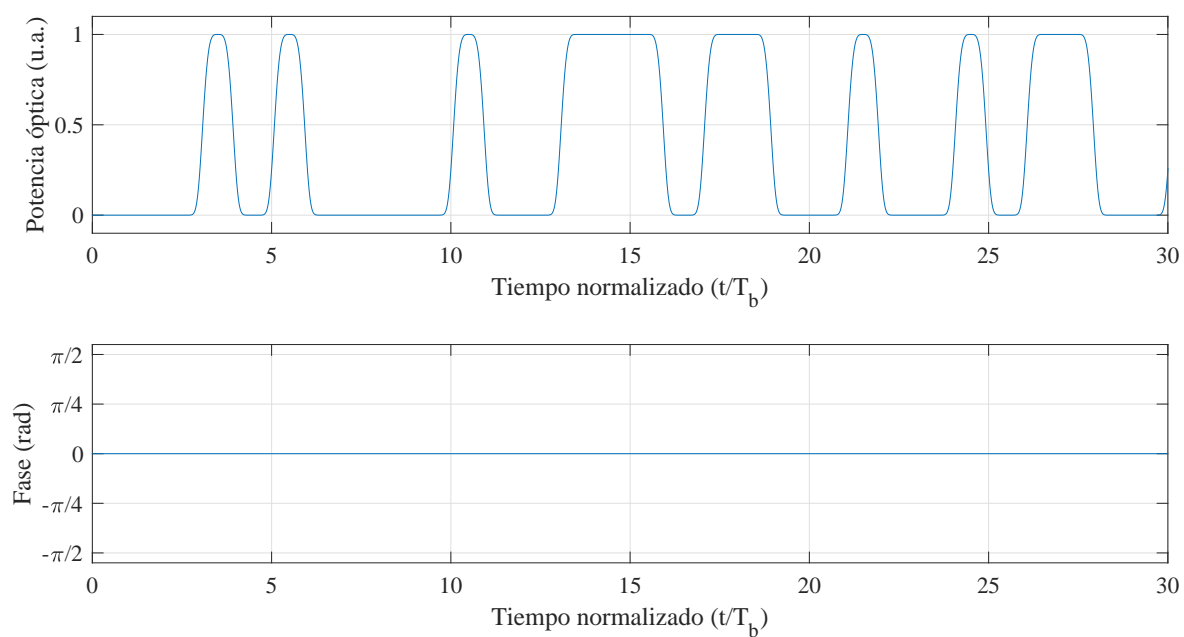


Figura 2.3: Señal óptica ideal a la salida del transmisor OOK.

previo a la fotodetección, evitando que se realice un batido entre el ruido y la señal. El siguiente elemento es el fotodetector, cuya salida puede expresarse de la siguiente manera:

$$i(t) = \mathcal{R}P_{\text{opt}}(t) , \quad (2.1)$$

donde $i(t)$ es la corriente de salida, \mathcal{R} es la responsividad del fotodiodo, y $P_{\text{opt}}(t)$ es la potencia óptica instantánea recibida. Esta corriente de salida es filtrada con un filtro pasa bajos para eliminar el ruido restante. Generalmente se utiliza un filtro de Bessel-Thomson de cuarto orden con una frecuencia de corte igual a $0,7 R_b$, siendo R_b la tasa de transmisión, ya que el mismo minimiza la tasa de error [21]. No obstante, la ITU recomienda para los sistemas comerciales una frecuencia de corte ligeramente distinta, igual a $0,75 R_b$ [22].

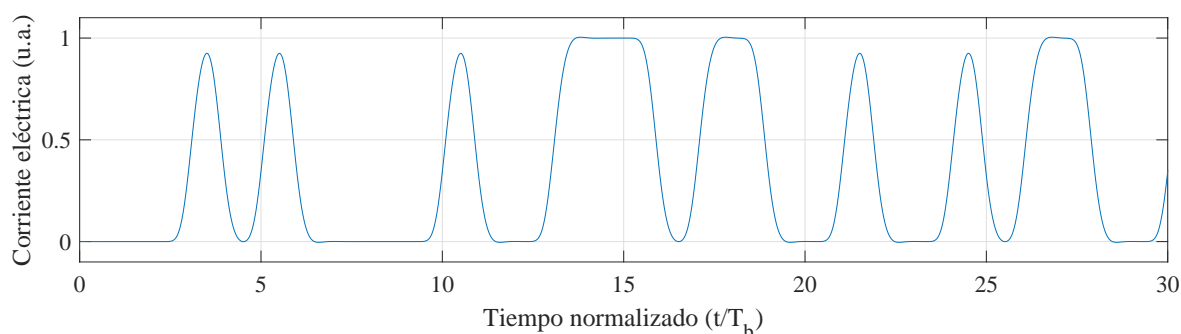


Figura 2.4: Señal eléctrica a la salida del demodulador OOK.

En la Figura 2.4 se muestra la corriente eléctrica a la salida del filtro, donde puede apreciarse que los pulsos se deforman ligeramente debido al efecto del filtro. El último componente del receptor es el conversor analógico digital (*analog digital converter*, ADC), el cual realiza el muestreo y cuantización de la señal.

2.3. Sistema de modulación de fase diferencial (DPSK)

En un sistema DPSK, la información se encuentra en los cambios de fase de la portadora óptica. Cuando la fase diferencial entre dos bits consecutivos es igual a π , se transmite un cero lógico y cuando la fase se mantiene constante, se transmite un uno. La utilización de dicha codificación permite recuperar la información transmitida sin la necesidad de conocer la fase absoluta de la portadora óptica. Este hecho simplifica considerablemente la recepción de la señal. Si bien existen diversos esquemas para implementar el receptor, en este trabajo se utilizó el receptor interferométrico, o de detección directa.

2.3.1. Transmisor

En la Figura 2.5 se muestra un esquema del transmisor de un sistema DPSK. El mismo consta de un láser, que genera la portadora óptica, a la cual luego se le modula la fase.

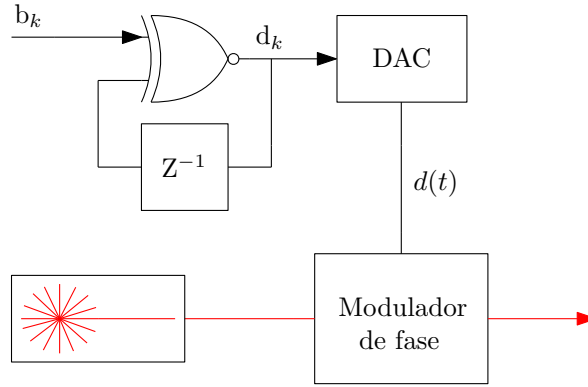


Figura 2.5: Esquema del transmisor DPSK, el mismo consta de un láser, un circuito de pre-codificación digital y un modulador de fase.

Para generar la fase diferencial, la secuencia binaria original b_k se debe codificar utilizando el esquema compuesto por la compuerta XNOR y el retardo de un tiempo de bit, mostrado en la Figura 2.5. La salida del codificador se puede expresar de la siguiente manera:

$$d_k = \overline{d_{k-1}} \oplus b_k, \quad (2.2)$$

donde b_k es la secuencia que se desea transmitir, \oplus representa la operación XOR lógica y d_k es la secuencia de salida. Suponiendo que la secuencia b_k está dada por:

$$b_k = 1101100111\dots, \quad (2.3)$$

y que el estado inicial almacenado en el retardo es cero, la secuencia d_k resulta:

$$d_k = 0011101111\dots. \quad (2.4)$$

En esta nueva secuencia d_k , la información se encuentra en el cambio, o no cambio, entre dos bits consecutivos. Para convertir la misma al dominio analógico se utiliza un conversor digital analógico (*digital analog converter*, DAC). La señal temporal $d(t)$ resultante se puede expresar como:

$$d(t) = \sum_{k=0}^{\infty} d_k V_{\pi} p(t - kT_b), \quad (2.5)$$

donde T_b es el tiempo de bit, V_{π} es la tensión que requiere el modulador para generar un cambio de fase de π , y $p(t)$ representa la forma de los pulsos normalizada. El

siguiente elemento es el modulador de fase, que, al igual que un MZM, se basa en el efecto Pockels y permite variar la fase de la portadora al variar la tensión aplicada al mismo. No obstante, también es posible utilizar un MZM como modulador de fase en una configuración denominada *push-push*. En esta configuración se alimentan ambos brazos con una única tensión variable, y se describe en el Apéndice A.

La Figura 2.6 muestra la señal óptica de salida DPSK, donde puede apreciarse que la potencia se mantiene constante, mientras que la fase varía entre $-\pi/2$ y $\pi/2$, de manera tal que, cuando transmite un uno lógico, la fase se mantiene constante, mientras que cuando se transmite un cero, se produce un cambio de fase de π radianes.

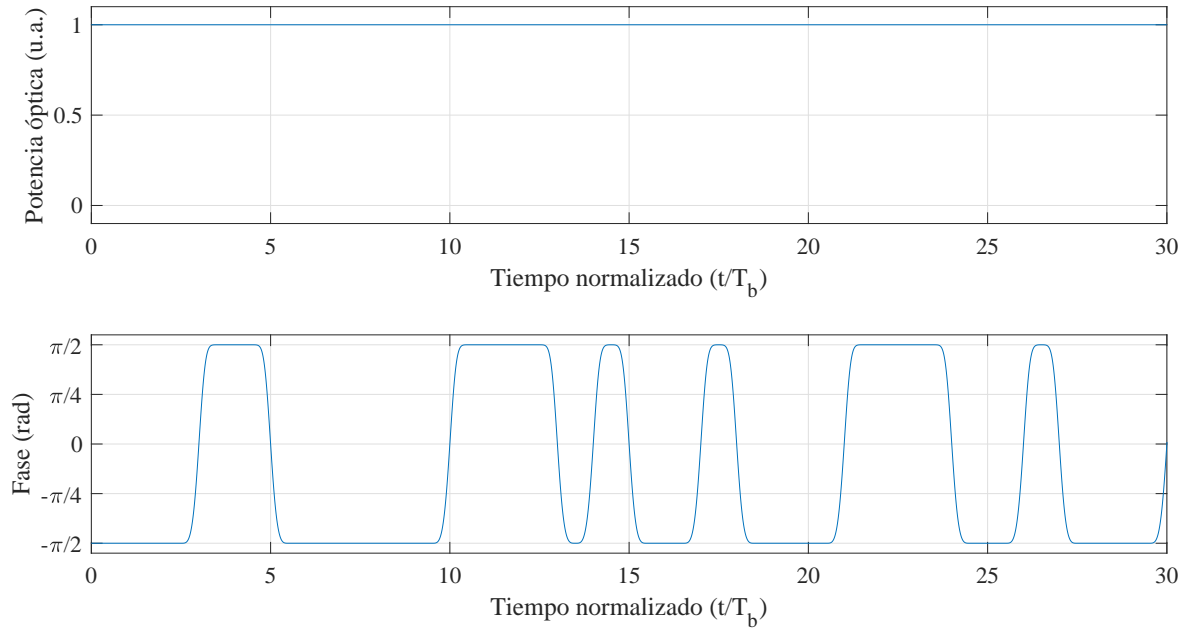


Figura 2.6: Señal óptica a la salida del transmisor DPSK.

2.3.2. Receptor

La Figura 2.7 muestra un receptor DPSK, basado en el uso de un MZDI. Las salidas del mismo se detectan con un fotodetector balanceado, ya que el MZDI convierte las variaciones de fase de la señal de entrada, en variaciones de potencia óptica en las salidas. Para lograr esto, posee un brazo con un retardo temporal, respecto del restante, igual a un tiempo de bit. La potencia de salida de cada brazo del interferómetro se puede expresar de la siguiente manera:

$$P_{out1}(t) = \frac{P_{in} [1 + \cos(\Delta\phi(t))]}{2}, \quad (2.6)$$

$$P_{out2}(t) = \frac{P_{in} [1 - \cos(\Delta\phi(t))]}{2}, \quad (2.7)$$

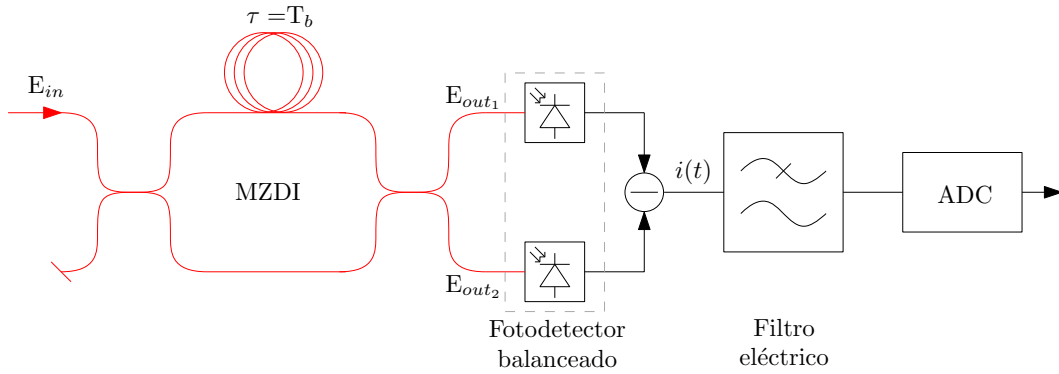


Figura 2.7: Esquema del receptor DPSK, el mismo consta de un interferómetro Mach-Zehnder de retardo (MZDI), un fotodetector balanceado en la parte óptica y un filtro pasa bajos junto con un ADC en el lado eléctrico.

donde P_{in} es la potencia óptica de entrada y $\Delta\phi(t)$ es la fase relativa entre dos bits consecutivos. Esto se demuestra de manera detallada en el Apéndice B. Se denomina brazo de interferencia constructiva, al brazo al cual se traslada la potencia cuando la fase se mantiene constante, mientras que se denomina brazo de interferencia destructiva al restante. Suponiendo que los fotodiodos poseen responsividades iguales, la corriente diferencial $i(t)$ se puede expresar como:

$$i(t) = \mathcal{R}P_{in} \cos(\Delta\phi(t)) . \quad (2.8)$$

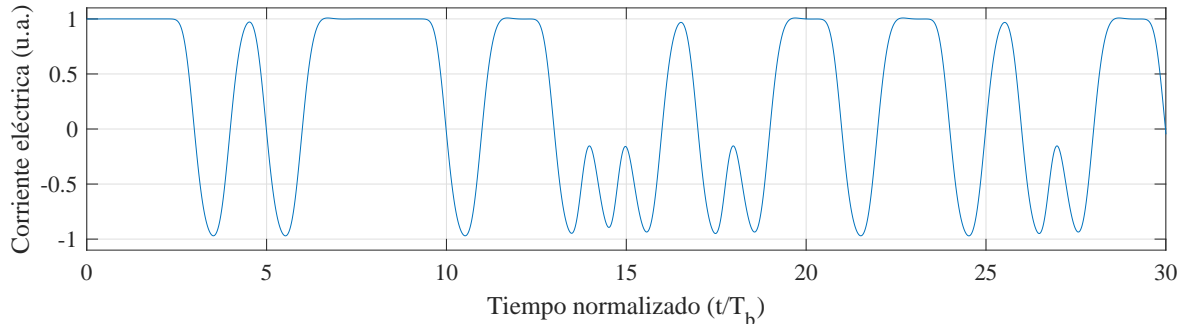


Figura 2.8: Corriente diferencial $i(t)$ a la salida del filtro eléctrico .

Finalmente, el receptor se completa con un filtro eléctrico que limita el ancho de banda y con la etapa de conversión analógico a digital. En la Figura 2.8 se muestra una señal a la salida del receptor, donde puede observarse que la corriente corresponde a un uno cuando la fase en dos bits consecutivos es igual (brazo de interferencia constructiva), mientras que resulta menos uno, cuando la diferencia de fases entre bits consecutivos es π (brazo de interferencia destructiva). Adicionalmente, puede observarse que la corriente se mantiene constante en el nivel positivo cuando la diferencia de fase es nula entre dos bits consecutivos. Mientras que, para que la corriente se mantenga constante en el nivel negativo, se requiere que la diferencia de fase entre bits

consecutivos sea igual a π . Esto significa que las fases entre las ramas superior e inferior alternen sus valores para cada tiempo de bit, provocando que en los instantes de transición, la corriente de salida presente picos espúreos.

2.4. Sistema DPSK sobre OOK

El sistema DPSK sobre OOK es un sistema híbrido, en el cual se agrega una modulación de fase diferencial a una señal previamente modulada en amplitud.

2.4.1. Descripción del funcionamiento

En la Figura 2.9 se muestra el esquema propuesto para el enlace DPSK sobre OOK. El mismo se compone de un transmisor OOK, y luego un modulador de fase que toma como señal de entrada la señal modulada en amplitud y agrega una modulación de fase diferencial.

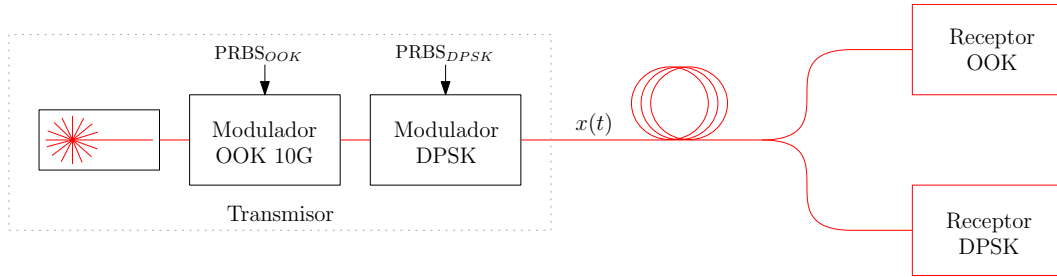


Figura 2.9: Esquema del enlace DPSK sobre OOK. El transmisor se compone de una fuente óptica y dos moduladores, uno de amplitud (modulador OOK) y uno de fase (modulador DPSK). La recepción se realiza con dos receptores independientes.

La señal de salida $x(t)$ del transmisor se muestra en la Figura 2.10. Como se puede ver, la modulación OOK modifica la potencia óptica, mientras que la modulación DPSK solo afecta la fase. En el proceso de demodulación de la señal DPSK, la modulación OOK subyacente introduce variaciones en la amplitud de la señal DPSK detectada. Este efecto depende de la relación entre las tasas de transmisión de ambas modulaciones, $R_{b_{OOK}}$ y $R_{b_{DPSK}}$, y es más notorio a medida que la relación $R_{b_{OOK}}/R_{b_{DPSK}}$ disminuye. Este hecho se analizará con mas detalle en el Capítulo 3, donde se muestra que para que la información transmitida por el enlace DPSK pueda recuperarse, es necesario que la tasa de transmisión de la modulación DPSK cumpla la siguiente relación, respecto de la tasa del enlace OOK:

$$R_{b_{DPSK}} \ll R_{b_{OOK}} \quad (2.9)$$

En la Figura 2.10, se fijó una relación $R_{b_{OOK}} = 50R_{b_{DPSK}}$, debido a que permite observar la diferencia entre los tiempos de bit de ambas modulaciones de manera clara. No obstante, esta no fue la relación utilizada en el resto del trabajo.

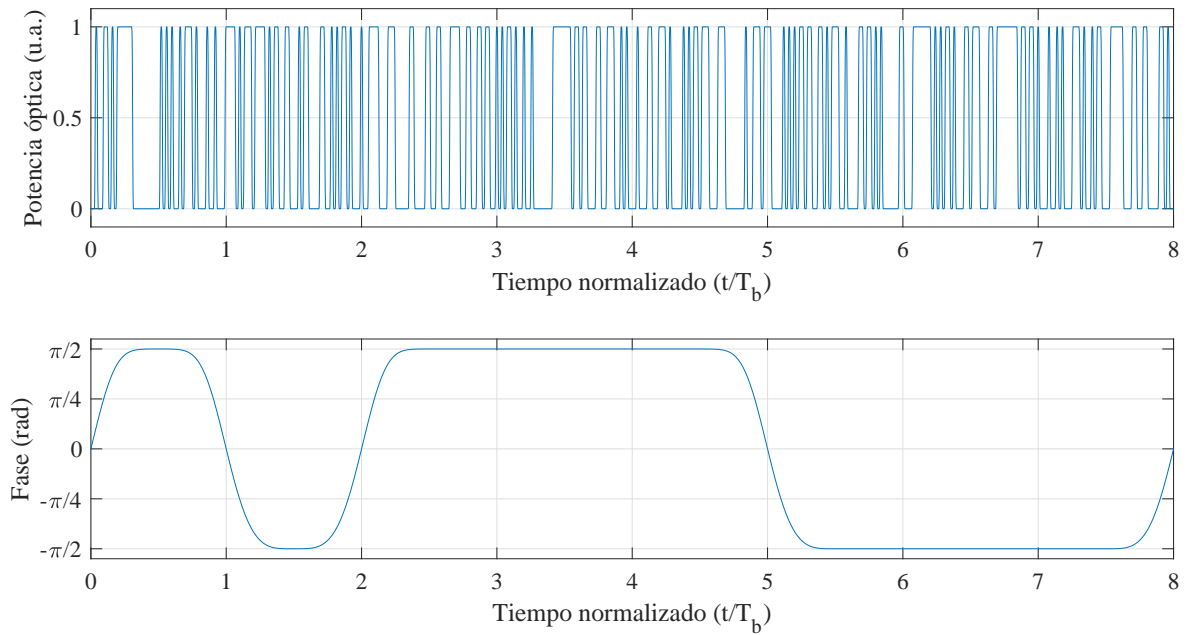


Figura 2.10: Señal óptica a la salida del transmisor DPSK sobre OOK. El tiempo se normalizó al tiempo de bit DPSK, y se fijó la relación entre $T_{b_{DPSK}} = 50T_{b_{OOK}}$.

En la Figura 2.11 se muestra la señal de salida del demodulador DPSK. Esta señal es ruidosa y presenta una disminución en su amplitud causada por la modulación OOK, aún en condiciones ideales. Sin embargo, es posible recuperar la secuencia transmitida ya que el signo de la señal detectada es consistente con el de señal que se espera recibir.

Puede demostrarse que la potencia de este ruido disminuye al aumentar la relación $R_{b_{OOK}}/R_{b_{DPSK}}$ como se verá en el Capítulo 3. Debido a esto, y a que el enlace OOK que se desea utilizar posee una tasa de 10 Gbps, surge el requerimiento de trabajar con tasas del orden de los cientos de Mbps para la modulación DPSK. Este requerimiento de utilizar tasas relativamente bajas, genera una limitación en el ancho de línea del láser en el transmisor necesario para poder demodular la señal DPSK en el MZDI.

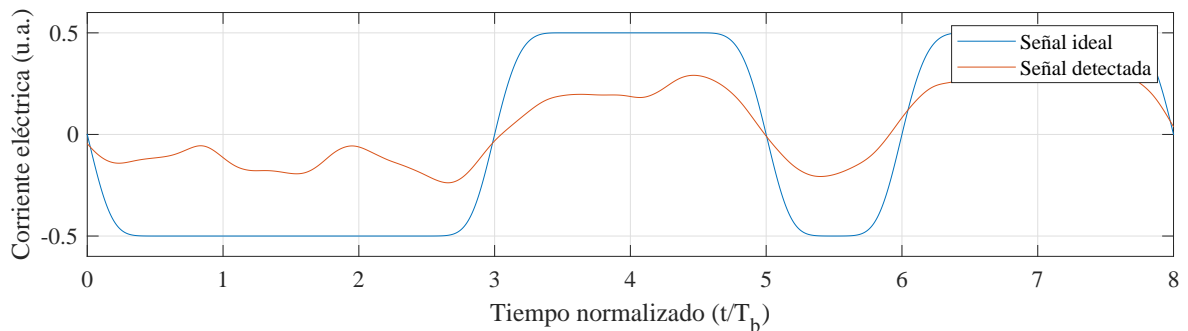


Figura 2.11: Señal a la salida del demodulador DPSK sobre OOK. La señal ideal corresponde a la señal que se espera detectar.

El ancho de línea, o ancho espectral (*linewidth*, LW) del láser provoca que la fase de la portadora óptica posea fluctuaciones aleatorias. Estas variaciones poseen un tiempo

característico, denominado tiempo de coherencia τ_c , definido como $\tau_c = 1/LW$, el cual determina el tiempo medio en el que la fase se mantiene aproximadamente constante. Por lo que, si se desea transmitir información en la fase, el tiempo de bit debe ser menor que el tiempo de coherencia del láser.

La conclusión que surge de considerar ambos efectos es que: fijada una tasa de transmisión OOK y un ancho espectral, existe un intervalo de tasas de transmisión DPSK en el cual se puede obtener un buen desempeño del sistema. De esta manera, para un enlace OOK de 10 Gbps y un ancho espectral del orden de los MHz, se espera obtener un intervalo de tasas de transmisión de DPSK centrado en los cientos de Mbps. Esta relación de compromiso se analizará con más detalle en el Capítulo 3.

Capítulo 3

Simulaciones numéricas

En este Capítulo se analizarán los esquemas de modulación mencionados en el Capítulo 2, mediante simulaciones numéricas y aproximaciones teóricas. En primer lugar, se trabajará con esquemas OOK y DPSK de 10 Gbps por separado, con el objetivo de obtener las curvas de desempeño de cada uno, para luego contrastar las mismas con resultados teóricos. En este análisis se utilizarán aproximaciones tanto para modelar el ruido del sistema, como para la determinación de la probabilidad de error de bit (*bit error rate*, BER).

En segundo lugar, se analizará de manera teórica y mediante simulaciones numéricas, el efecto del ruido de fase del láser en un esquema DPSK, con el objetivo de obtener conclusiones acerca de la influencia del ancho de línea sobre el desempeño enlace. Por último, se analizará el enlace DPSK sobre OOK utilizando simulaciones del esquema DPSK sobre OOK completo, y mediante un modelo teórico.

3.1. Desempeño de los enlaces OOK y DPSK

En esta Sección, se determinaron las curvas de desempeño (BER vs OSNR) para los enlaces OOK y DPSK de 10 Gbps con pulsos NRZ (*no return to zero*). De esta manera, fue posible validar los resultados numéricos con los resultados teóricos correspondientes a cada modulación.

3.1.1. Esquemas implementados

En la Figura 3.1 se muestra el esquema de simulación implementado para el enlace OOK. Como se puede ver, se generó una portadora óptica y luego se moduló la misma con una secuencia aleatoria. Se utilizó un modulador de intensidad para generar pulsos NRZ supergaussianos de cuarto orden con un ER de 30 dB (ideal). La señal es propagada por un canal con ruido aditivo, blanco y gaussiano (*additive, white gaussian noise*, AWGN) hasta alcanzar el receptor. Éste está formado por un filtro óptico tipo

Bessel-Thomson pasa banda de primer orden con ancho de banda $BW_o = 25$ GHz. La función de este filtro es eliminar el ruido ASE, modelado como AWGN, previo a la detección, evitando distorsionar la señal. El fotodiodo se supuso ideal, por lo que la salida del mismo se calculó como la potencia óptica de entrada. En el dominio eléctrico se aplicó un filtro pasa bajos de Bessel-Thomson de cuarto orden y ancho de banda $BW_e = 0,7 R_b = 7$ GHz, donde R_b es la tasa de transmisión.

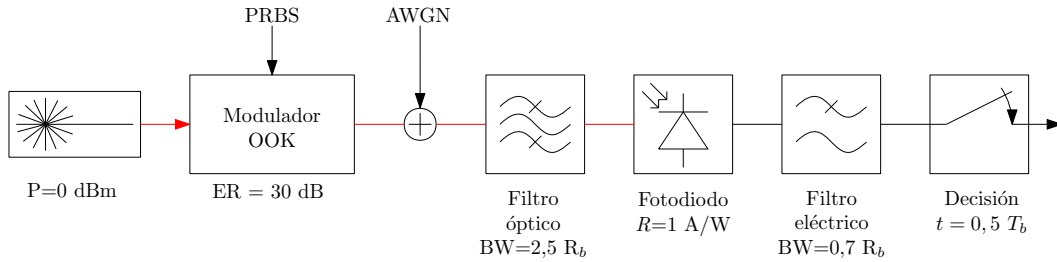


Figura 3.1: Esquema de la simulación implementada para el enlace OOK.

En cuanto al enlace DPSK, se implementó el esquema mostrado en la Figura 3.2. En donde se puede ver que se generó una portadora óptica y luego se moduló la fase de la misma. Para ello partió de una secuencia aleatoria y luego se aplicó la codificación diferencial a la misma. La señal transmitida se obtuvo al modular la fase de la portadora con dicha secuencia utilizando pulsos NRZ supergaussianos de cuarto orden, generando variaciones de fase entre cero y π . La señal modulada se propaga por un canal AWGN y luego es recibida en el receptor. El mismo está formado por un filtro óptico, definido de manera similar que en el esquema OOK, mientras que el detector se implementó como un MZDI con un par de fotodetectores balanceados con responsividad unitaria en sus salidas. Una vez en el dominio eléctrico, se realizó la resta entre ambas y se aplicó un filtro pasa bajos de Bessel-Thomson de cuarto orden con frecuencia de corte igual a $0,7 R_b = 7$ GHz.

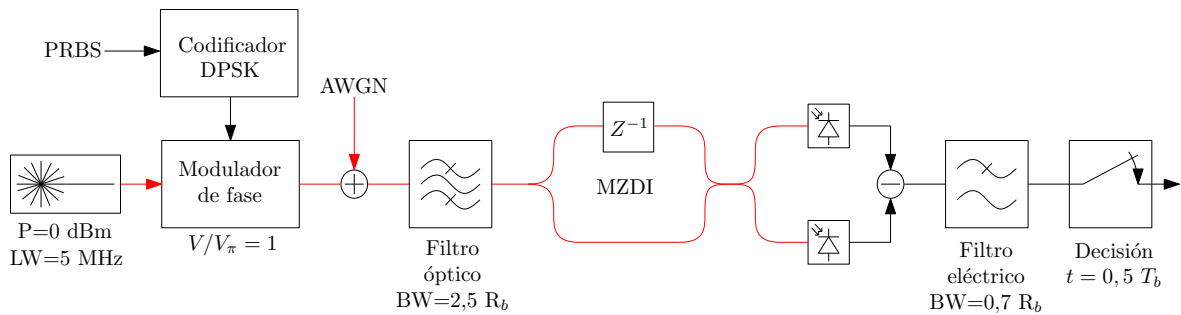


Figura 3.2: Esquema de la simulación implementada para el enlace DPSK.

En ambos casos se consideró una configuración del tipo BTB (*back to back*), es decir, sin tener en cuenta el modelo de propagación en la fibra.

3.1.2. Consideraciones respecto al ruido óptico y la estimación de la BER

En un sistema real, el ruido presente en una señal óptica se debe en su mayoría al introducido por las distintas etapas de amplificación (ruido ASE). Este ruido puede modelarse correctamente como AWGN para la componente en fase y en cuadratura de la señal y luego debe considerarse que la contribución de éste es el doble, dado que un receptor real recibe ambas componentes de polarización por igual.

Para los enlaces OOK, es posible utilizar el método del factor Q para estimar la tasa de error. Dicho método es sencillo de aplicar y requiere poco tiempo de cómputo, en comparación al conteo de errores. El mismo propone calcular la BER a partir de las siguientes ecuaciones [23, p. 266]:

$$Q = \frac{\hat{I}_1 - \hat{I}_0}{\sigma_0 + \sigma_1}, \quad (3.1)$$

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right), \quad (3.2)$$

donde \hat{I}_0 e \hat{I}_1 son las intensidades promedio en el instante de decisión, cuando se transmite un bit cero y uno respectivamente, y, σ_0^2 y σ_1^2 las respectivas varianzas. El intervalo de validez del método es acotado, ya que este solo se deriva a partir de un modelo de ruido gaussiano. Como se mencionó anteriormente, en la señal óptica el ruido ASE puede considerarse como AWGN, sin embargo, en la señal eléctrica esta suposición pierde validez. Esto se debe a que en la conversión al dominio eléctrico, el fotodetector transforma la potencia óptica (proporcional al cuadrado del campo eléctrico), en corriente eléctrica, y como consecuencia la distribución del ruido resultante no es gaussiana. Sin embargo, es posible demostrar [24], que la BER obtenida al ajustar la distribución del ruido, tanto para el uno como para el cero, con distribuciones gaussianas, se asemeja a la BER real, la cual considera distribuciones no gaussianas. De esta manera, se decidió utilizar este método para el enlace OOK en configuración BTB, debido a que permite estimar tasas de error pequeñas ($\text{BER} < 10^{-7}$), mientras que para las tasas de error mayores se utilizó el conteo de errores. En este último caso, se fijó el umbral óptimo de decisión y se contó la cantidad de bits transmitidos hasta que se detectaron cien errores.

En el caso del enlace DPSK con detección interferométrica, el ruido en amplitud de la señal eléctrica no es gaussiano. Esto se evidencia al observar la expresión de la corriente diferencial de salida del detector (introducida en el Apéndice B):

$$i(t) = \mathcal{R}P_0 \cos(\Delta\phi(t)), \quad (3.3)$$

ya que el factor P_0 , al igual que en el caso del enlace OOK, posee una distribución que no es gaussiana y, si bien el argumento de la función coseno puede aproximarse como gaussiano, el factor $\cos(\Delta\phi(t))$ no. Esto causa que la distribución resultante no sea gaussiana y tampoco se pueda aproximar por una función de este tipo, invalidando el método del Q . Existen variaciones de dicho método que consiguen estimar de manera aceptable la BER, pero solo considerando el ruido AWGN óptico, sin considerar el ruido de fase del láser [8]. Teniendo en cuenta que uno de los objetivos propuestos fue evaluar la penalidad debido al ancho de línea de la portadora óptica, se decidió estimar la BER para dichos enlaces utilizando únicamente el conteo de errores.

3.1.3. Resultados

Se puede demostrar de manera teórica, que la relación entre la BER y la OSNR para un enlace OOK es la siguiente [23, p. 268]:

$$\text{BER}_{\text{OOK}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{\frac{\text{BW}_o}{\text{BW}_e}} \text{OSNR}}{1 + \sqrt{1 + 4 \text{OSNR}}} \right), \quad (3.4)$$

donde BW_e es el ancho de banda del filtro eléctrico, BW_o es el ancho de banda del filtro óptico y OSNR es la relación señal a ruido óptica.

En cuanto al enlace DPSK, la relación es la siguiente:

$$\text{BER}_{\text{DPSK}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{\sqrt{2 \frac{\text{BW}_o}{\text{BW}_e}} \text{OSNR}}{1 + \sqrt{1 + 8 \text{OSNR}}} \right), \quad (3.5)$$

la cual presenta una ganancia de 3 dB, respecto a la relación de OOK.

En la Figura 3.3 se muestran las curvas de desempeño obtenidas para los enlaces OOK NRZ y DPSK NRZ de 10 Gbps. El enlace DPSK presenta una mejora de aproximadamente 2,4 dB respecto de OOK para una BER de 10^{-6} . Esta diferencia no es exactamente igual al valor esperado de 3 dB, debido a que el receptor DPSK simulado no es el receptor óptimo. Un receptor óptimo debe contar con un filtro adaptado a la forma de los pulsos recibidos. En este caso, el mismo debería tener en cuenta la respuesta cosenoidal del interferómetro, y como el filtro utilizado no cumple con esto, es de esperar que el rendimiento disminuya. Por otro lado, se puede ver que las curvas obtenidas para el enlace OOK son compatibles con la curva teórica.

En las Figuras 3.4a y 3.4b se muestran los diagramas de ojo OOK y DPSK, respectivamente, considerando una OSNR de 10 dB. A la derecha de los mismos, se grafican también los histogramas de las distribuciones en el instante de decisión. En el caso del enlace OOK, se puede ver que, si bien la distribución obtenida no se ajusta correcta-

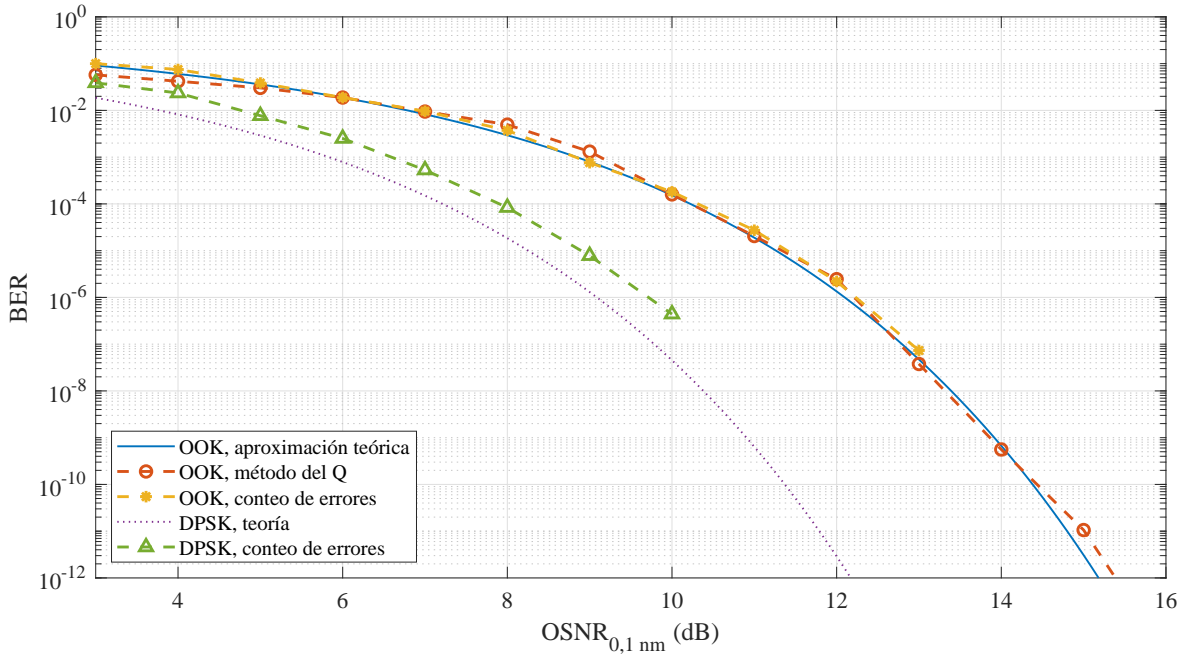


Figura 3.3: Curvas obtenidas para los enlaces OOK NRZ y DPSK NRZ de 10 Gbps. El ancho de banda del filtro óptico se fijó en 25 GHz, mientras que el del filtro eléctrico se fijó en 7 GHz.

mente a las curvas normales mostradas en línea a trazos, en particular para el nivel bajo de potencia, la BER estimada con el método del factor Q es compatible con la estimada realizando el conteo de errores.

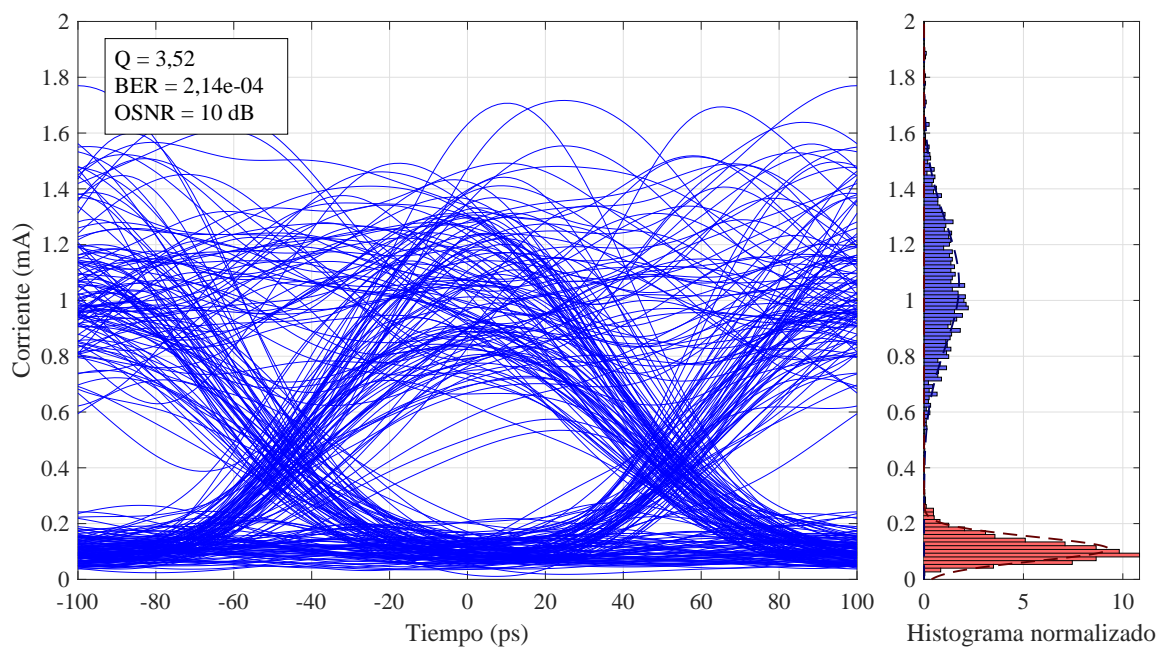
En cuanto al diagrama de ojo para el enlace DPSK, las distribuciones en el instante de decisión no son gaussianas, siendo ambas asimétricas respecto de su media, por lo que en este caso el valor de BER corresponde al estimado mediante el conteo de errores.

3.2. Influencia del ancho de línea en el esquema DPSK

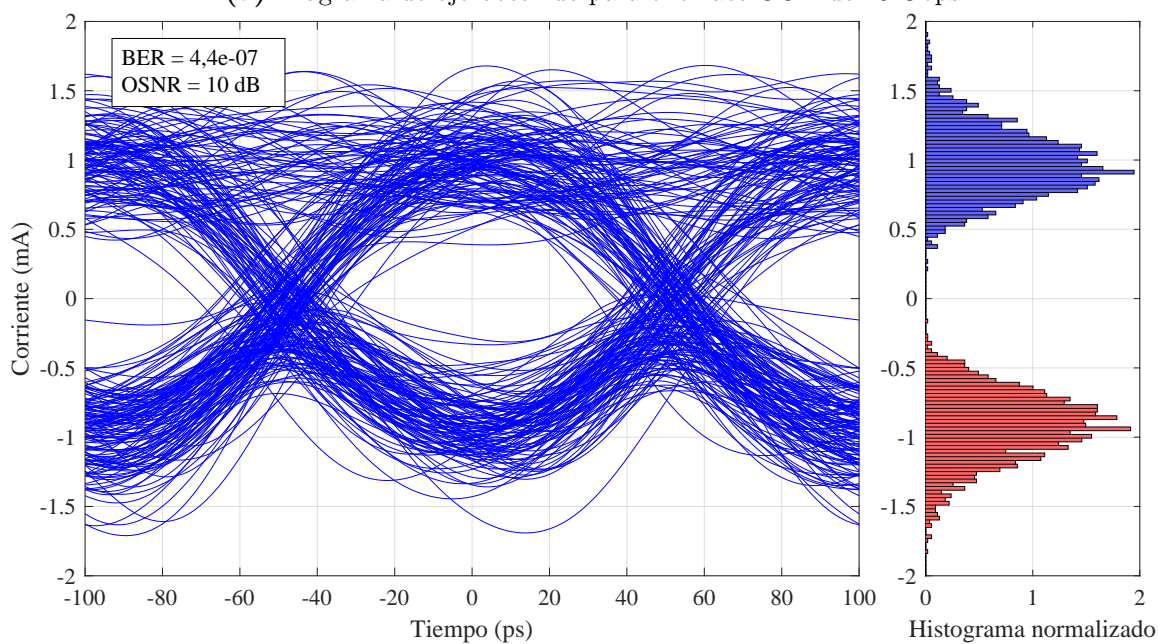
En esta Sección, se buscó caracterizar la influencia del ruido de fase del láser en el esquema DPSK. Para ello se planteó un modelo teórico para el ruido de fase, y luego se verificó el mismo mediante simulaciones numéricas. Los resultados obtenidos serán de utilidad para analizar posteriormente el desempeño del sistema DPSK sobre OOK.

3.2.1. Marco teórico del ruido de fase

El espectro de emisión de un láser posee una frecuencia central y un ancho espectral finito. Esto se debe, principalmente, a las fluctuaciones de fase generadas en el proceso mismo de emisión. Es posible demostrar a partir de las ecuaciones de tasa, y despreciando las variaciones de amplitud [3, p. 116], que dicho espectro se describe correctamente con una curva lorentziana. En dicho modelo, la fase de la portadora óptica



(a) Diagrama de ojo obtenido para el enlace OOK de 10 Gbps.



(b) Diagrama de ojo obtenido para el enlace DPSK de 10 Gbps.

Figura 3.4: Diagramas de ojo obtenidos para los enlaces OOK y DPSK de 10 Gbps en configuración BTB para una OSNR de 10 dB. Se muestra también el histograma en el instante de decisión. El valor de BER reportado corresponde al estimado con conteo de errores. En el caso de OOK el mismo es compatible con el estimado utilizando el método del Q , como se puede ver en la Figura 3.3

es un proceso de Wiener con autocorrelación:

$$E [\phi(t_1)\phi(t_2)] = \sigma_\phi^2 \min(t_1, t_2) , \quad (3.6)$$

donde:

$$\sigma_\phi^2 = 2\pi \text{ LW } \Delta t , \quad (3.7)$$

siendo Δt el tiempo entre muestras y LW el ancho de línea o ancho espectral del láser. El mismo, corresponde al ancho a mitad de altura (*full width half maximum*, FWHM) del espectro de emisión y es un parámetro determinado por las características de fabricación del láser. Para equipos de comunicaciones, este suele ser del orden de los MHz, o incluso kHz. Teniendo en cuenta esto, y el hecho de que en una modulación DPSK la información se encuentra en los cambios de fase, es esperable que el desempeño disminuya al aumentar el ancho espectral.

La corriente a la salida del demodulador puede expresarse como (ver Apéndice B):

$$i(t) = \mathcal{R}P_0 \cos(\Delta\phi(t)) . \quad (3.8)$$

De esta manera, según el modelo de Wiener, la fase relativa entre dos instantes es una variable aleatoria gaussiana con varianza σ_ϕ^2 y media nula. Por lo tanto es posible demostrar que la función de densidad de probabilidad (*probability density function*, pdf) aproximada de la corriente en el instante de decisión al considerar solo dicho efecto, se puede expresar de la siguiente manera (una deducción detallada se muestra en el Apéndice C):

$$P_{I_d}(i_d) = \frac{1}{\mathcal{R}P_0 \sigma_\phi \sqrt{2\pi}} \left[\frac{\exp \left[-\frac{(\arccos(i_d/(\mathcal{R}P_0)))^2}{2\sigma_\phi^2} \right]}{\sin(\arccos(i_d/(\mathcal{R}P_0)))} + \frac{\exp \left[-\frac{(\arccos(-i_d/(\mathcal{R}P_0)))^2}{2\sigma_\phi^2} \right]}{\sin(\arccos(-i_d/(\mathcal{R}P_0)))} \right] \quad (3.9)$$

en donde i_d es la corriente en el instante de decisión. El primer término del factor entre corchetes corresponde a un cambio relativo de fase nulo, mientras que el segundo corresponde a un cambio de π . En la Ecuación 3.9 sólo se considera el ruido de fase, y además se hace la aproximación que la varianza del mismo es mucho menor a π ($\sigma_\phi^2 \ll \pi$).

De manera de verificar la validez de la Ecuación 3.9, en la Figuras 3.5a y 3.5b se muestran la distribución de probabilidad de la corriente deducida de manera teórica, y el histograma correspondiente, obtenido mediante una prueba de Monte Carlo utilizando la Ecuación 3.8. Se consideraron dos anchos de línea, 1 MHz (caso (a)) y 5 MHz (caso (b)), y un tiempo entre muestras de 10 ns (correspondiente a una tasa de 100 Mbps). Puede observarse que ambas ecuaciones presentan resultados similares para ambos

anchos de línea del láser, que el comportamiento de la distribución diverge en los extremos (1 y -1), y conforme aumenta el ancho de línea, las distribuciones del uno y cero se superponen. Es importante destacar que la Ecuación 3.9, podría emplearse para deducir la expresión teórica de la BER de un sistema DPSK, limitado por el ruido de fase.

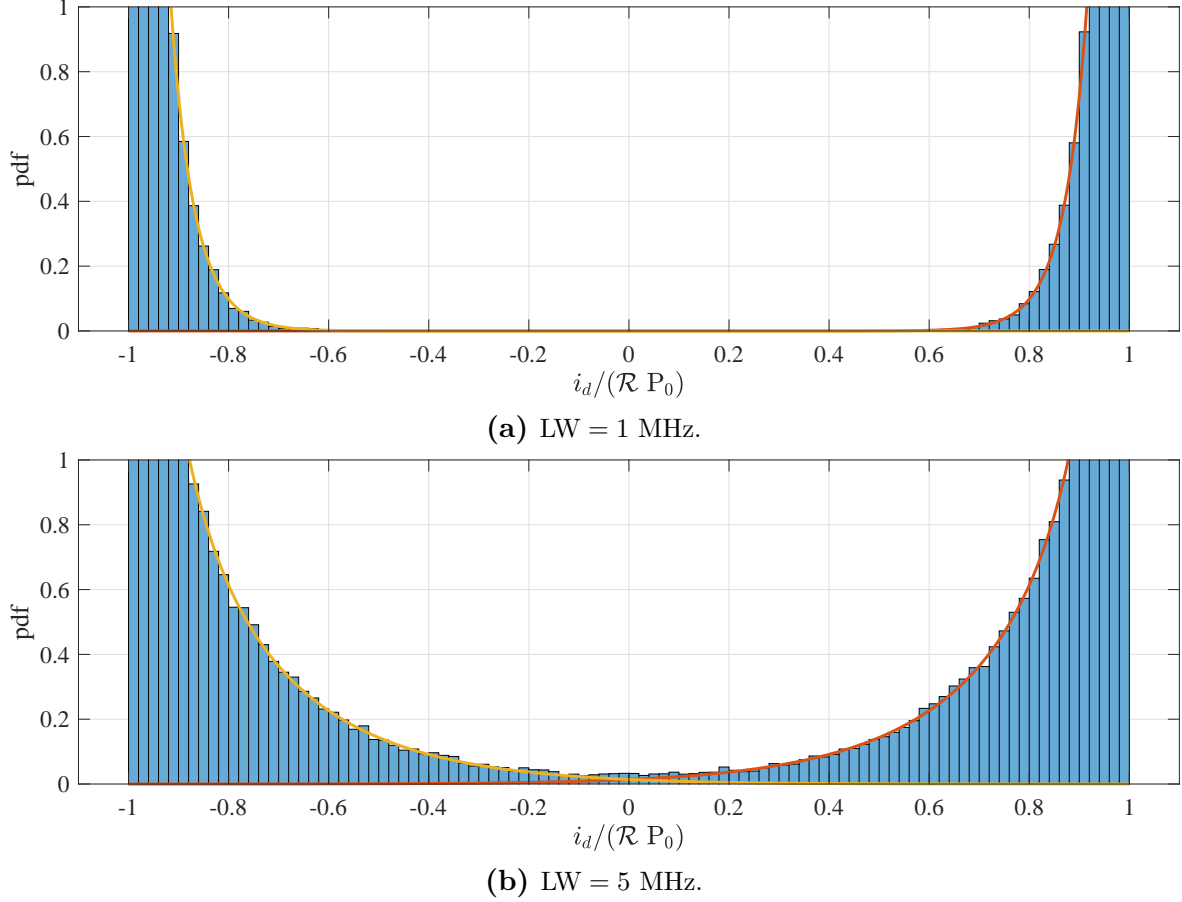
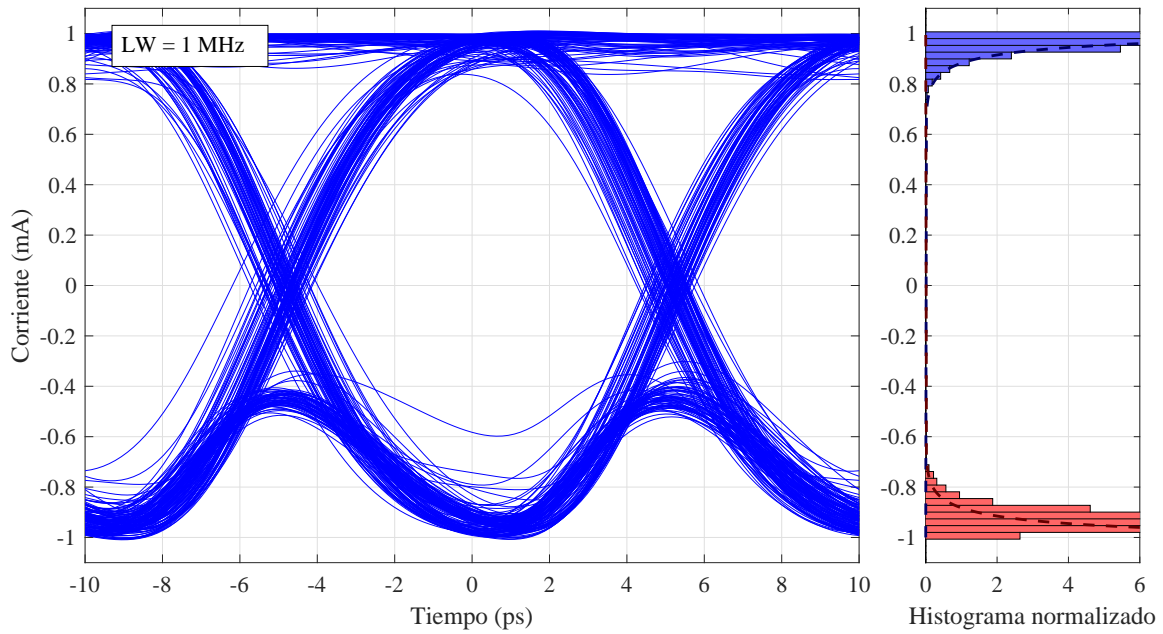


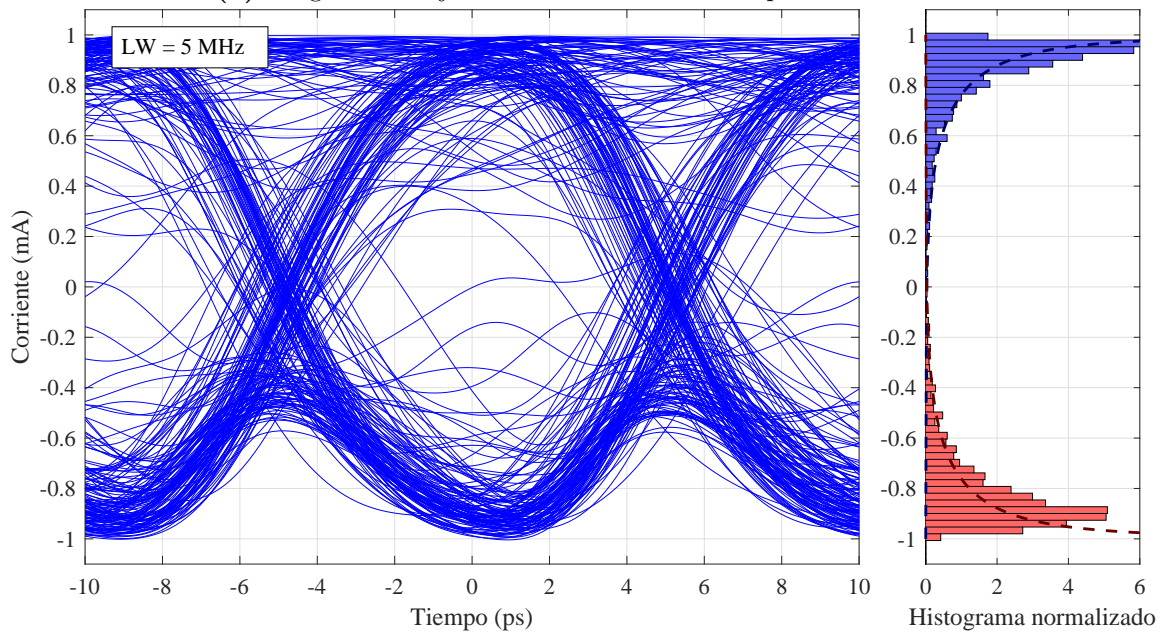
Figura 3.5: Distribución de probabilidad teórica del ruido de fase del láser en el instante de desición para el detector DPSK. El histograma muestra el resultado obtenido luego de realizar una prueba de Monte-Carlo, mientras que las líneas continuas muestran las curvas predichas por la Ecuación 3.9.

3.2.2. Desempeño del esquema DPSK considerando el ancho de línea del láser

A partir de los resultados obtenidos en la Sección previa, se analizó el desempeño del sistema DPSK mostrado en la Figura 3.2 considerando el ancho de línea del láser. La Figura 3.6 muestra los diagramas de ojo obtenidos para una tasa de transmisión de 100 Mbps y un ancho de línea de 1 MHz (3.6a) y 5 MHz (3.6b). Como puede observarse para $LW = 1$ MHz el ojo se encuentra abierto y posee una $BER < 10^{-6}$, mientras que para $LW = 5$ MHz, el diagrama de ojo es mas ruidoso, y la BER es del orden de 10^{-3} . Además, se muestra el histograma en el instante de decisión, junto con



(a) Diagrama de ojo considerando un ancho espectral de 1 MHz.



(b) Diagrama de ojo considerando un ancho espectral de 5 MHz.

Figura 3.6: Diagramas de ojo obtenidos para un enlace DPSK de 100 Mbps. En el primer caso se consideró un ancho espectral de 1 MHz, mientras que en el segundo se fijó en 5 MHz. En línea punteada se muestra la distribución predicha por la Ecuación 3.9.

la curva teórica predicha por la Ecuación 3.9. La diferencia entre el histograma y la curva teórica se debe a que el sistema completo posee dos filtros, uno óptico y otro eléctrico que distorsionan la señal, y no fueron tenidos en cuenta en el modelo.

La Figura 3.7 muestra las tasas de error obtenidas mediante el conteo de errores al variar la OSNR y considerando distintos valores de ancho de línea. Al igual que en el caso anterior, se fijó la tasa de transmisión en 100 Mbps. Como se puede ver en las curvas, existe un límite asintótico en el desempeño al aumentar la OSNR, debido a que el ruido de fase introducido por el láser no depende de la OSNR, y por lo tanto, no disminuye al aumentar la misma. Esta degradación es más notoria al disminuir la tasa de transmisión, ya que, según la Ecuación 3.7, la varianza del ruido de fase aumenta con el tiempo de bit.

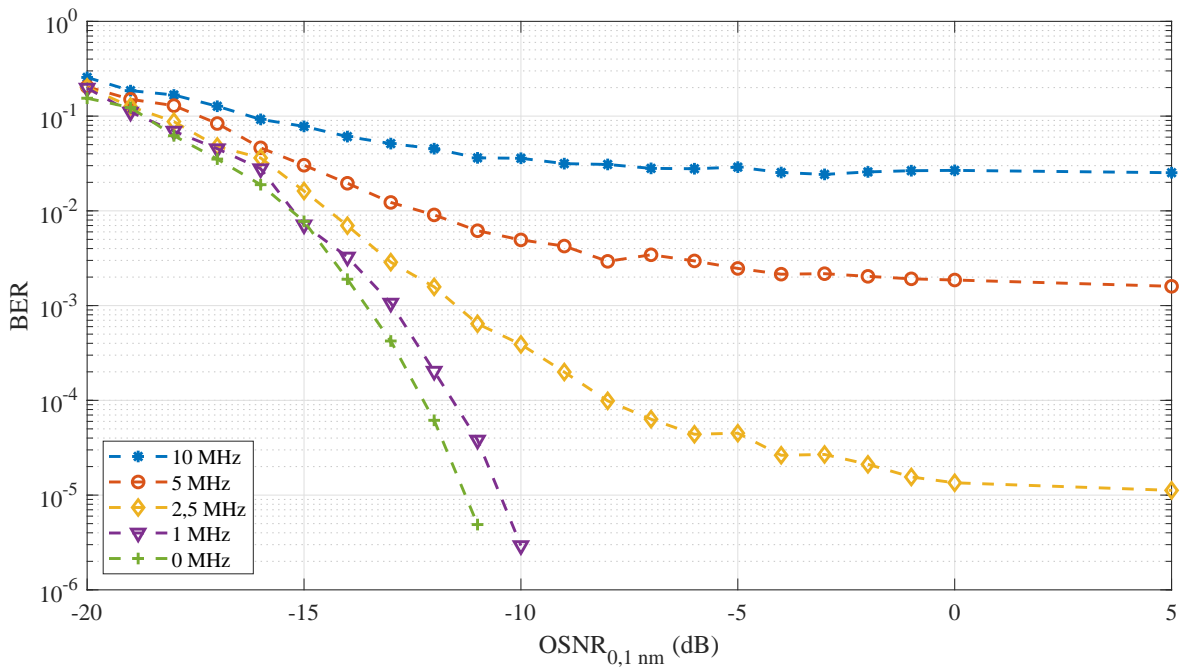


Figura 3.7: Desempeño obtenido para un enlace DPSK de 100 Mbps al considerar distintos anchos de línea.

3.3. Evaluación del enlace DPSK sobre OOK

Finalmente, se evaluó la implementación del enlace DPSK sobre OOK. En este caso el objetivo consistió en analizar las limitaciones del enlace causadas por el ancho espectral del láser y por el enlace OOK subyacente. En primer lugar se realizó un análisis teórico de la influencia del enlace OOK, y luego, se validó el mismo de manera numérica. Finalmente, se implementó una simulación para obtener la BER al considerar distintas tasas de transmisión DPSK, y fijando un ancho de línea y una tasa de transmisión para el enlace OOK.

3.3.1. Simulación del esquema DPSK sobre OOK

El esquema implementado fue similar al utilizado para el enlace DPSK, con la adición de un modulador OOK entre el láser y el modulador de fase, como se muestra en la Figura 3.8. El mismo se compone de un transmisor OOK, formado por el láser y el modulador de amplitud. Luego se incorpora el modulador de fase, que recibe la secuencia binaria a transmitir previamente codificada. El modelo de canal es similar al utilizado en los casos anteriores, y se compone de una fuente de ruido AWGN que simula el comportamiento del ruido ASE. En la etapa de recepción solo se consideró el esquema DPSK, ya que se, dado que todos los componentes son ideales, el enlace OOK no verá afectado su desempeño. La tasa del enlace OOK se fijó en 10 Gbps, mientras que la del enlace DPSK se varió de acuerdo al análisis realizado.

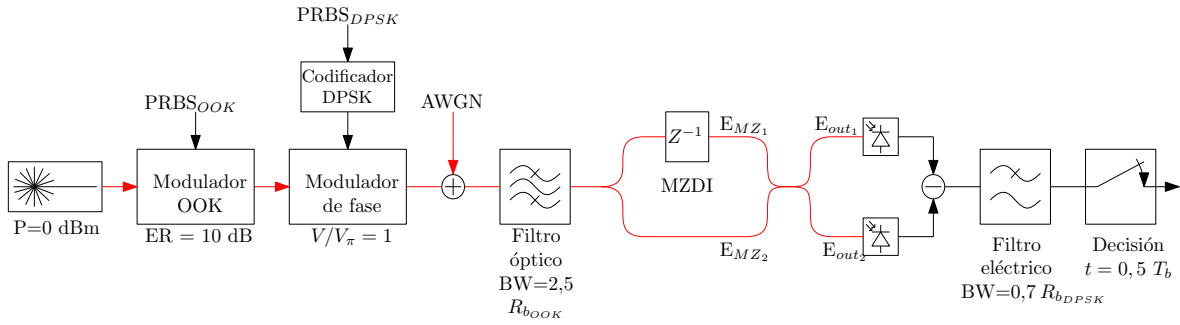


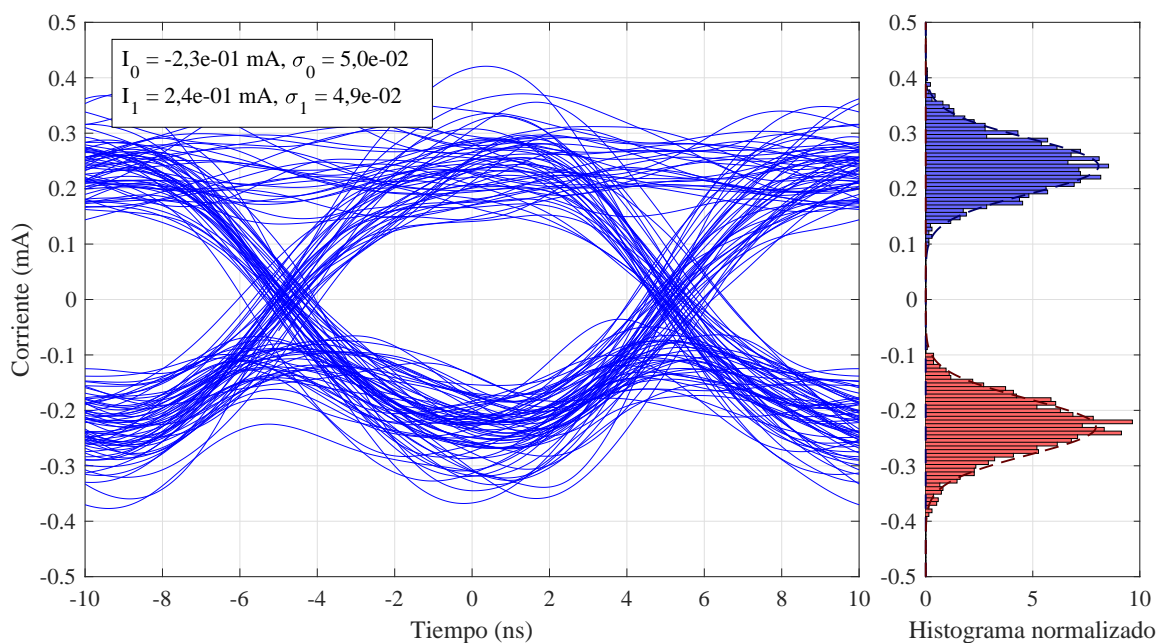
Figura 3.8: Esquema de la simulación implementada para el enlace DPSK sobre OOK.

En la Figura 3.9 se muestran dos diagramas de ojo para el enlace DPSK obtenidos al considerar una tasa de transmisión de 100 Mbps (3.9a) y 200 Mbps (3.9b). Como se puede ver, aún sin considerar ruido óptico, los histogramas en el instante de decisión poseen forma gaussiana debido a la influencia del enlace OOK subyacente. La varianza de dicho ruido es más notoria al aumentar la tasa DPSK, por lo que es de esperar que la BER de dicho enlace disminuya al aumentar la tasa.

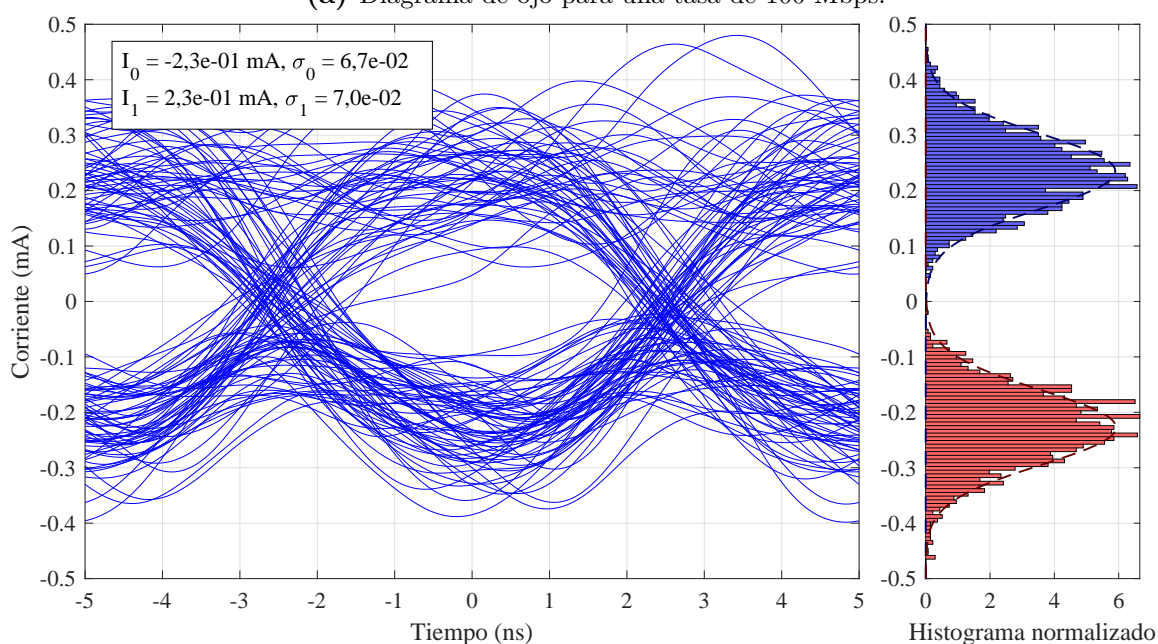
3.3.2. Desempeño del enlace DPSK sobre OOK al variar la tasa de transmisión

En base a lo analizado hasta el momento, existen dos factores limitantes para el enlace DPSK sobre OOK, el primero es el ancho espectral de la portadora óptica, y como se mostró para el enlace DPSK aislado, este efecto disminuye al aumentar la tasa. El segundo, es el ruido introducido por el enlace OOK, que disminuye al disminuir la tasa.

Con el objetivo de cuantificar esta dependencia se realizó una simulación numérica. Para ello se utilizó el esquema mostrado en la Figura 3.8 y se midió la BER. Se fijó la tasa de transmisión OOK en 10 Gbps y la OSNR en 15 dB, valor típico para un enlace



(a) Diagrama de ojo para una tasa de 100 Mbps.



(b) Diagrama de ojo para una tasa de 200 Mbps.

Figura 3.9: Diagramas de ojo del enlace DPSK sobre OOK. No se consideró ningún tipo de ruido y la tasa OOK se fijó en 10 Gbps. En el recuadro se muestran los valores obtenidos al ajustar el histograma con las curvas a trazos.

de este tipo. Luego, se modificó el ancho espectral y la tasa de transmisión DPSK. En la Figura 3.10 se muestran los resultados obtenidos. Para tasas de transmisión bajas, los errores aumentaron debido al ruido de fase introducido por el láser. Mientras que, para tasas elevadas los errores se deben a las fluctuaciones introducidas por el enlace OOK subyacente. Esto comprueba que, dada una combinación de tasa de transmisión OOK, ancho espectral y OSNR, existe una tasa de transmisión DPSK que minimiza la tasa de error.

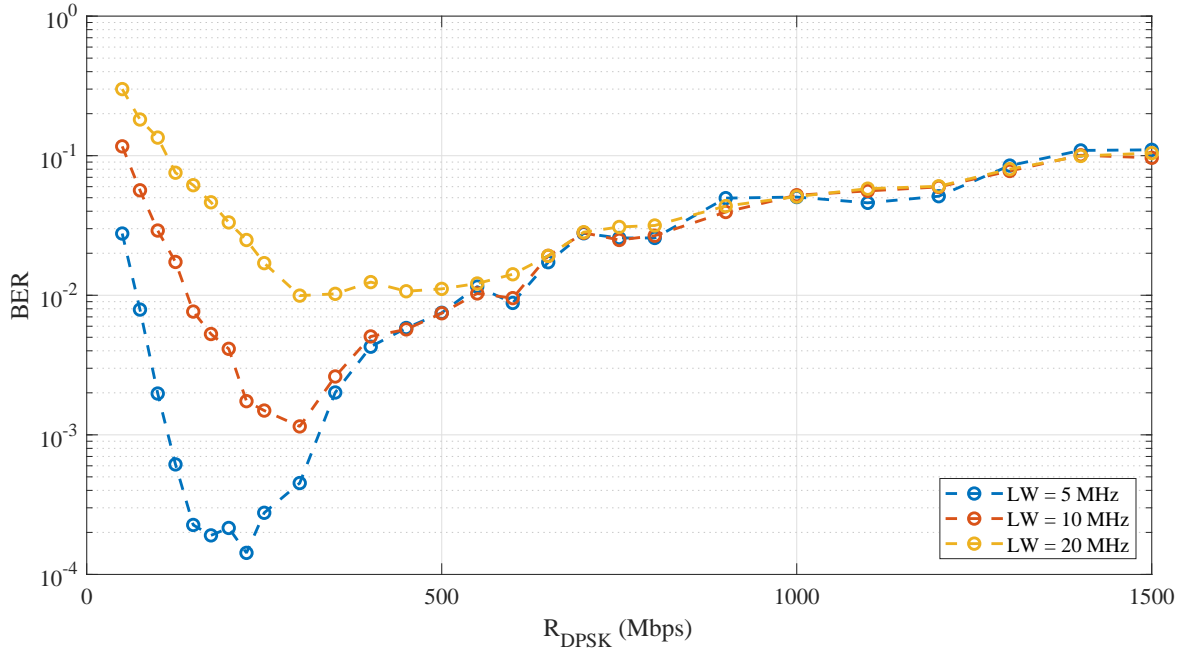


Figura 3.10: Tasa de error en función de la tasa de transmisión para el enlace DPSK sobre OOK de 10Gbps. La OSNR se fijó en 15 dB mientras se varió el ancho espectral.

3.3.3. Análisis teórico del enlace DPSK sobre OOK

Para poder explicar el comportamiento observado en las Figuras 3.9 y 3.10 se utilizó un modelo aproximado que permitió mostrar que los histogramas se pueden ajustar por curvas normales.

El modelo es el siguiente: es posible considerar que la señal OOK solo posee dos niveles de potencia, un nivel alto y uno bajo, que se mantienen constantes durante un tiempo de bit OOK. Para simplificar el análisis se considerará un ER ideal, por lo que el nivel de potencia correspondiente al cero lógico se asumirá nulo. Las señales E_{MZ_1} y E_{MZ_2} mostradas en la Figura 3.8, se pueden expresar como (ver Apéndice B):

$$E_{MZ_1} = \frac{|E_{in}|}{\sqrt{2}} e^{i(-\omega t + \Delta\phi)}, \quad (3.10)$$

$$E_{MZ_2} = \frac{|E_{in}|}{\sqrt{2}} e^{i(-\omega t + \pi/2)}, \quad (3.11)$$

donde E_{in} es la amplitud del campo a la entrada del MZDI y $\Delta\phi$ es la diferencia de fase entre dos bits consecutivos. La fase nula se toma a la entrada del MZDI, por lo que E_{MZ_2} posee una fase de $\pi/2$, mientras que la fase E_{MZ_1} puede tomar dos valores, 0 y π .

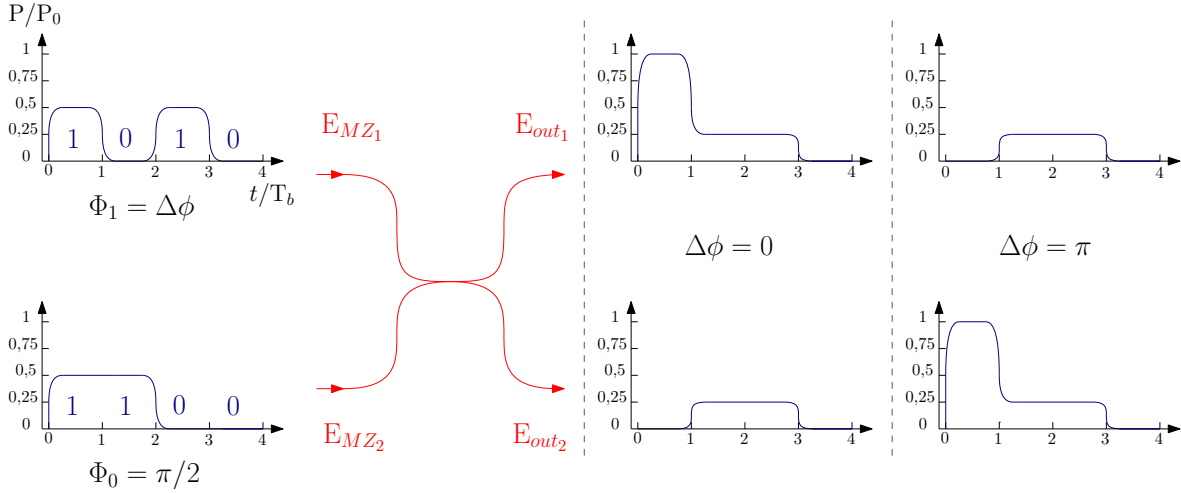


Figura 3.11: Diagrama de las señales a la entrada y a la salida del segundo acoplador del MZDI para el enlace DPSK sobre OOK.

En la Figura 3.11 se muestra un esquema del acoplador de salida del MZDI, junto con las señales de entrada y salida del mismo. Estas señales representan las distintas combinaciones de amplitud y fase que pueden ocurrir. Suponiendo que $T_{bDPSK} = kT_{bOOK}$ con k entero, al retardar la señal exactamente un tiempo de bit DPSK en uno de los brazos, hay ocho escenarios posibles para los valores de las señales. En primer lugar, puede haber un cambio de fase, o no, entre dos bits consecutivos DPSK, es decir $\Delta\phi$ puede ser 0 o π . En segundo lugar, los bits OOK pueden combinarse de cuatro maneras distintas, '11', '10', '01' o '00'. En el caso '11', las salidas del acoplador se describen mediante las Ecuaciones 3.10 y 3.11. Cuando no hay cambio de fase y $\Delta\phi = 0$, la potencia se traslada al brazo de interferencia constructiva, mientras que, en el caso de un cambio de fase con $\Delta\phi = \pi$, la potencia se traslada al brazo de interferencia destructiva. Cuando se tienen los casos '01' y '10', la potencia se traslada por igual a ambos brazos de salida, y el acoplador se comporta como un divisor de potencia, sin importar la fase. En el caso '00', no hay potencia en ninguna de las entradas, por lo que la salida es nula en ambos brazos. El único caso que contribuye en la demodulación DPSK es el '11', ya que los casos '01' y '10' generan la misma salida en ambos brazos y se cancelan al realizar la resta en el dominio eléctrico.

Teniendo en cuenta que la distribución de unos y ceros en el enlace OOK es uniforme, los cuatro casos, '00', '01', '10' y '11' son equiprobables. Aproximando la salida del filtro eléctrico como la integral de la señal resta durante un tiempo de bit DPSK, se puede ver que la amplitud de la misma es proporcional a la cantidad de casos '11' que

aparezcan, y por lo tanto posee una distribución de probabilidad binomial, con parámetros:

$$n = \frac{T_{\text{bDPSK}}}{T_{\text{bOOK}}} , \quad (3.12)$$

$$p = 0,25 . \quad (3.13)$$

El caso real involucra señales no ideales, que poseen un ER finito, causando que el nivel de potencia del cero no pueda despreciarse. Además, la forma de pulso es distinta a la rectangular, los filtros poseen una respuesta distinta a la supuesta y las señales no están perfectamente sincronizadas, sin embargo, es posible aproximar el comportamiento al aplicar las Ecuaciones 3.12 y 3.13.

Para ello es necesario aproximar la distribución binomial con una distribución normal (esto es posible ya que $n \gg 1$ y $p = 0,25$), cuyos parámetros (media y desviación estándar) resultan:

$$E[I_i] = \pm P_0 \mathcal{R} p , \quad (3.14)$$

$$sd[I_i] = \frac{P_0 \mathcal{R}}{n} \sqrt{np(1-p)} , \quad (3.15)$$

donde $p = 0,25$ es la probabilidad del caso ‘11’, \mathcal{R} es la responsividad, n es la cantidad de bits OOK que se incluyen dentro de un tiempo de bit DPSK, P_0 es la potencia óptica de entrada, y el subíndice i indica un cero o un uno transmitido.

Como se puede ver en los histogramas de la Figura 3.9, al ajustar con curvas normales la distribución obtenida en el instante de decisión, los parámetros de la misma son similares a los que indican las Ecuaciones 3.14 y 3.15, ya que la media en ambos casos es $E[I_i] = \pm 0,25$ mA, la varianza para una tasa DPSK de 100 Mbps es $\sigma_i = 4,33 \times 10^{-2}$ mA y para 200 Mbps es $\sigma_i = 6,12 \times 10^{-2}$ mA.

Este resultado permite modelar la influencia del enlace OOK subyacente como ruido gaussiano, cuya potencia disminuye al disminuir la tasa, de acuerdo con la Ecuación 3.15. Fijando la tasa del enlace OOK en 10 Gbps, se observó que dicho modelo sólo tiene validez cuando la tasa DPSK es menor que 200 Mbps, ya que al superar la misma, la distribución binomial ya no puede suponerse gaussiana (debido a que n disminuye).

Capítulo 4

Mediciones experimentales

A partir de los resultados obtenidos en las simulaciones, y con el objetivo de validar los resultados teóricos analizados en los Capítulos anteriores, se realizaron diversas mediciones de las etapas del enlace.

En primer lugar se caracterizaron los componentes más relevantes utilizados. Para ello se midió el ancho de línea de los láseres disponibles en el laboratorio, y se determinaron los parámetros relevantes para el MZM y el MZDI utilizados en la implementación del enlace DPSK sobre OOK. Por otro lado, se implementó un esquema para medir la curva BER vs OSNR de un sistema comercial Ciena 4200. El mismo utiliza una modulación OOK de 10,7 Gbps, y fue el que se utilizó para la implementación del enlace DPSK sobre OOK, debido a esto dicha medición se utilizó como referencia. Para la caracterización del enlace DPSK sobre OOK, se analizó el diagrama de ojos para el enlace DPSK y la penalidad introducida sobre el enlace OOK.

4.1. Caracterización de los componentes utilizados

En esta Sección se describirá la caracterización de los componentes utilizados en las mediciones. En primer lugar se analizará el ancho de línea de los láseres utilizados, y luego se realizará la caracterización del MZM y del MZDI utilizados en la implementación del enlace DPSK sobre OOK.

4.1.1. Caracterización de los láseres

El parámetro de los láser más relevante para la implementación del enlace DPSK sobre OOK, es el ancho de línea. Existen diversos métodos para la caracterización de dicho parámetro [25] y consisten en convertir, mediante técnicas interferométricas, las variaciones de fase en variaciones de intensidad, y luego estimar el espectro de la señal detectada. Para lograr esto existen métodos basados en técnicas de detección heterodina y homodina de la señal óptica. Entre ellos, se decidió utilizar el método

conocido como autohomodino retardado (*delayed self homodyne*, DSH), debido a la simplicidad en su implementación.

Fundamento teórico del método DSH para medir el ancho de línea de un láser

En la Figura 4.1 se muestra el esquema experimental del método DSH. El mismo consta de un MZDI, al cual se ingresa la señal óptica proveniente del láser a caracterizar. El haz de luz se divide en los dos brazos: en uno de ellos, la señal se retarda utilizando un tramo de fibra, mientras que en el restante, se introduce un controlador de polarización (*polarization controller*, PC) para maximizar la potencia detectada por el fotodiodo.

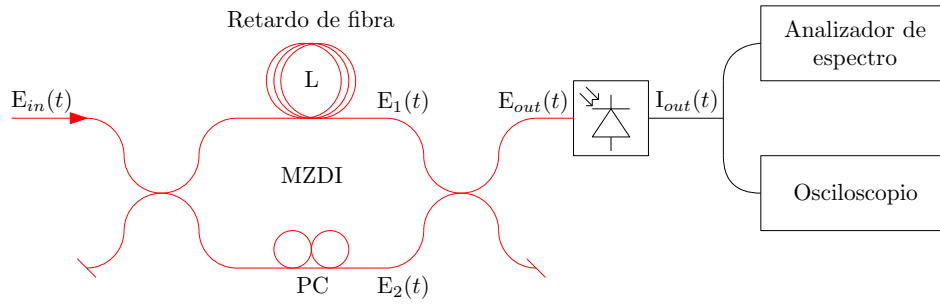


Figura 4.1: Esquema del método DSH. En rojo se muestran las señales ópticas y en negro las eléctricas. El mismo consta de un interferómetro Mach-Zehnder compuesto por dos acopladores de 3 dB, un retardo de fibra de longitud L en uno de sus brazos y un PC en el restante.

La señal de salida de un láser continuo se puede modelar como un proceso aleatorio, caracterizado por una densidad espectral de potencia $S_{EE}(f)$. Denominando $E_1(t)$ y $E_2(t)$ a los campos a la salida de cada brazo del interferómetro y suponiendo que la polarización se mantiene, la potencia de salida $P_{out}(t)$ se puede expresar de la siguiente manera (sin considerar las constantes):

$$P_{out}(t) = |E_1(t) + E_2(t)|^2 = |E_1(t)|^2 + |E_2(t)|^2 + 2E_1(t)E_2^*(t) . \quad (4.1)$$

Luego, filtrando los términos de continua se tiene:

$$\hat{P}(t) = 2E_1(t)E_2^*(t) . \quad (4.2)$$

Suponiendo que la longitud de fibra es lo suficientemente larga como para poder considerar los procesos $E_1(t)$ y $E_2(t)$ independientes, se puede demostrar que la densidad espectral de $\hat{P}(t)$ queda determinada por:

$$S_{\hat{P}\hat{P}}(f) = 4S_{E_1E_1}(f) * S_{E_2E_2}(f) = 4S_{EE}(f) * S_{EE}(f) , \quad (4.3)$$

por lo que el espectro de la señal eléctrica detectada es proporcional a la convolución del espectro de la señal óptica consigo misma. Teniendo en cuenta que el espectro

de emisión de un láser se puede suponer lorentziano [3, p. 103], el resultado de la convolución es una curva lorentziana centrada en banda base (frecuencia cero), con un ancho FWHM igual al doble del ancho del espectro original. El ancho de línea resulta igual al semiancho a mitad de altura.

Resultados de las mediciones del ancho de línea

En la Figura 4.2 se muestra el esquema experimental implementado. En la misma pueden apreciarse, el divisor (*splitter*, SP) de entrada y de salida, el controlador de polarización, el rollo de fibra, el fotodetector, el analizador de espectro (*spectrum analyzer*, SA) y el osciloscopio (OSC) utilizado.

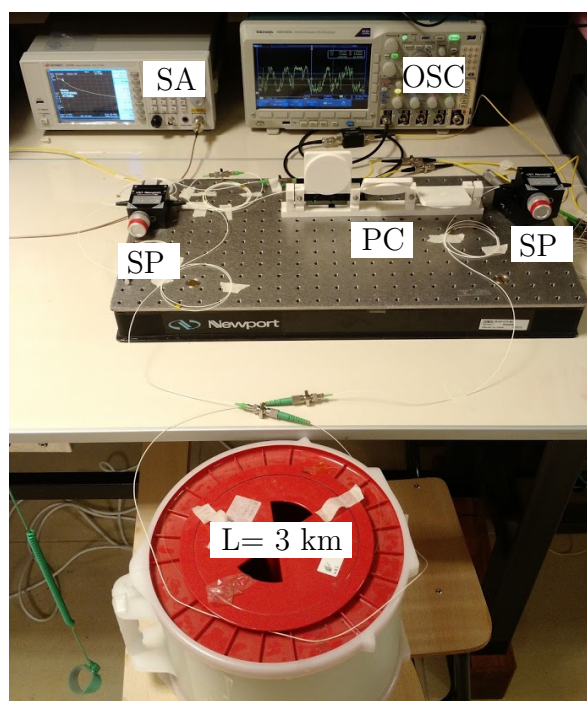


Figura 4.2: Esquema implementado en el laboratorio para la caracterización del ancho espectral. Se utilizaron dos divisores (SP), un controlador de polarización (PC), un retardo de fibra de 3 km para fabricar el interferómetro, mientras que utilizó un analizador de espectro (SA) y un osciloscopio (OSC) para obtener los datos.

Se caracterizaron tres láseres de banda C (1550 nm), un láser Finisar sintonizable, un láser LC155CDC-20 y el láser del equipo comercial Ciena 4200 OTU2 (placa F10T, canal 28 de la grilla ITU). El ancho espectral nominal de los mismos es del orden de los MHz, lo que se tradujo en una longitud de coherencia del orden de los 200 m. Por consiguiente, se utilizaron retardos de fibra de 1 km y 3 km.

La adquisición de los datos se realizó mediante dos métodos. El primero consistió en detectar y almacenar muestras en un osciloscopio digital, las cuales posteriormente fueron procesadas para calcular el espectro utilizando el método de Welch [26]. El segundo método consistió en medir directamente el espectro, utilizando un analizador

de espectro eléctrico.

En la Figura 4.3 se muestran los resultados para el láser LC155CDC-20, a la izquierda se muestra el espectro obtenido con el osciloscopio, mientras que a la derecha el obtenido con el analizador de espectro. En las Figuras 4.4 y 4.5 se muestran los resultados para los láseres Finisar y el láser del equipo Ciena. El ancho de línea se estimó al ajustar el espectro medido con una curva lorentziana, y ambos métodos produjeron resultados similares. En el caso del analizador de espectro, se descartaron los valores cercanos a cero debido a la influencia del oscilador local del instrumento en dichas muestras.

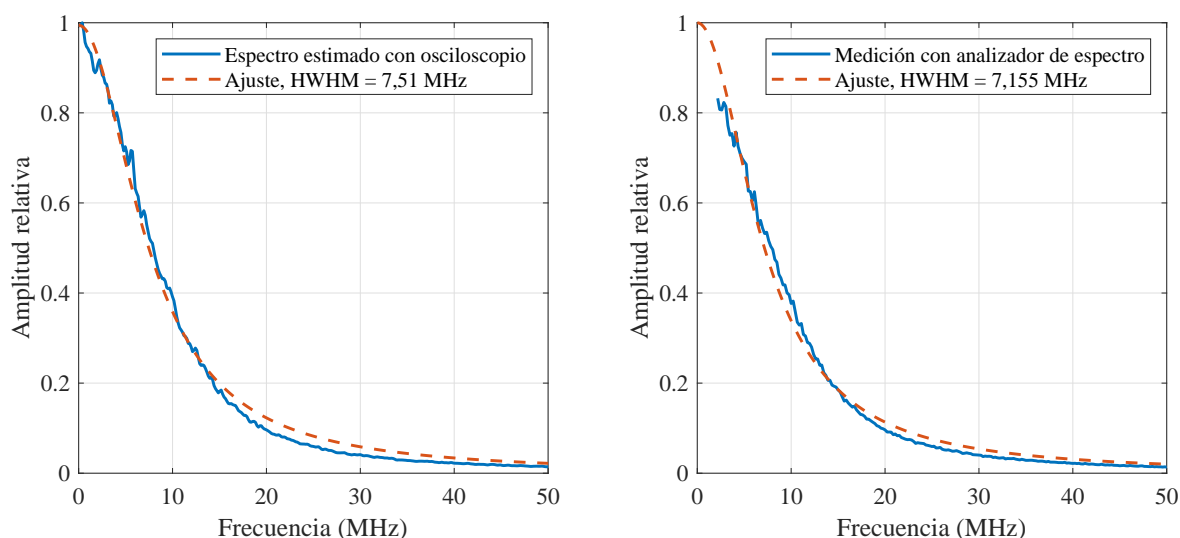


Figura 4.3: Espectros obtenidos en la medición del ancho espectral para el láser LC155CDC-20. El ancho de línea del láser corresponde al ancho HWHM de la curva lorentziana ajustada.

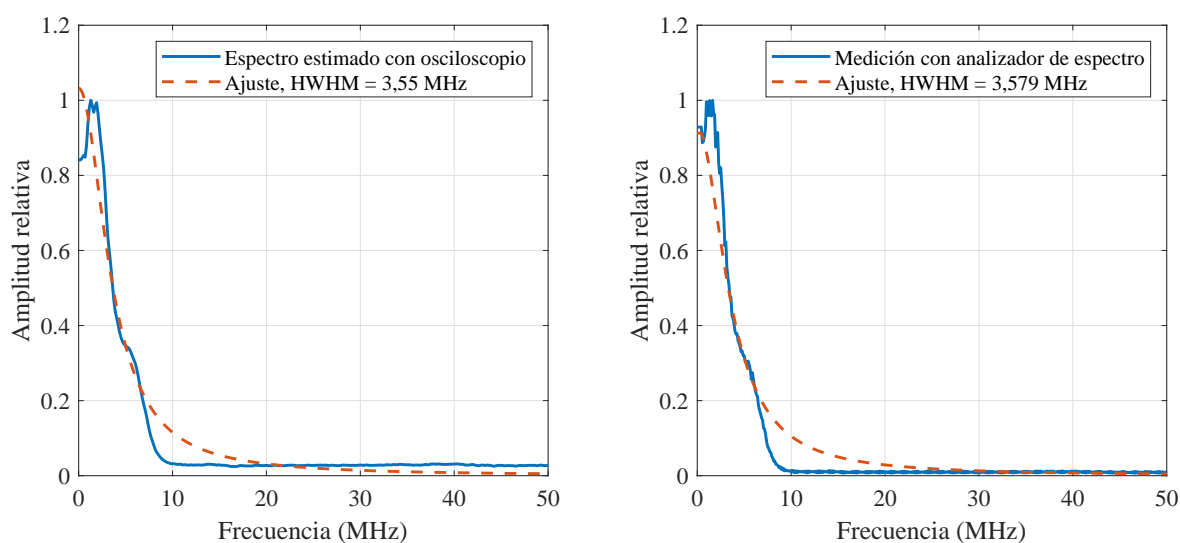


Figura 4.4: Espectros obtenidos en la medición del ancho espectral para el láser del equipo Ciena. El ancho de línea del láser corresponde al ancho HWHM de la curva lorentziana ajustada.

En la Tabla 4.1 se muestran los resultados obtenidos para cada uno de los láseres.

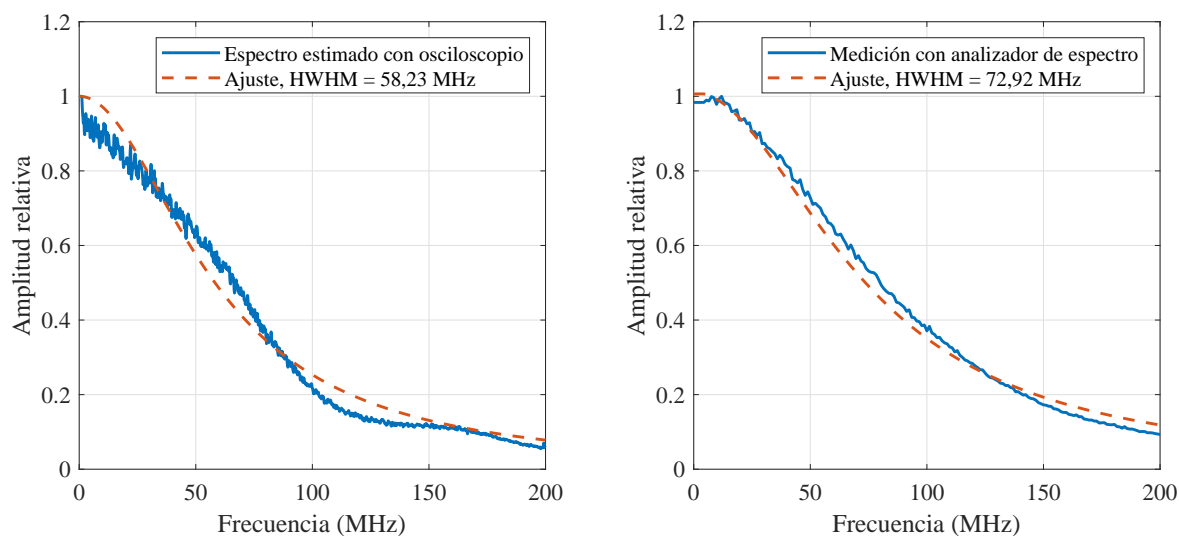


Figura 4.5: Espectros obtenidos en la medición del ancho espectral para el láser Finisar. El ancho de línea del láser corresponde al ancho HWHM de la curva lorentziana ajustada.

Tabla 4.1: Resultados de las mediciones de ancho espectral

Láser	Ancho nominal	Ancho medido
LC155CDC-20	2 – 10 MHz	$7,3 \pm 0,3$ MHz
Finisar	5 MHz	65 ± 7 MHz
Ciena (F10T, canal 28)	1 – 5 MHz	$3,6 \pm 0,1$ MHz

El ancho de línea es un factor que depende de diversos parámetros. Entre ellos se encuentran la temperatura y la corriente de alimentación. Existe un valor de corriente de alimentación, cercano a la corriente de umbral, que minimiza el ancho de línea [3, p. 104]. Además, el ruido en dicha alimentación contribuye a aumentar el mismo. Por otro lado, un cambio en la temperatura produce una variación en la longitud de onda de emisión, por lo que, las fluctuaciones de la misma también afectan la fase. Otro parámetro de interés para los láseres sintonizables, es la longitud de onda sintonizada, ya que el ancho espectral es menor para longitudes de onda menores. Estos parámetros dependen de la configuración particular en la cual se está utilizando el láser, por lo que es de esperar que los resultados tengan una leve variación al repetir la medición.

A partir de los resultados obtenidos, podemos determinar que, tanto el láser LC155CDC-20 como el del equipo Ciena, se encuentran dentro de los parámetros nominales. Sin embargo, el láser Finisar se encuentra fuera de los mismos. Se atribuyó esta discrepancia a una falla en el proceso de fabricación del mismo, previamente notificada por el fabricante.

4.1.2. Caracterización del Modulador Mach-Zehnder (MZM)

Para la implementación del enlace DPSK sobre OOK, se utilizó el modulador Mach-Zehnder FTM7921ER de dos brazos mostrado en la Figura 4.6. Las características

nominales del mismo se especifican en la Tabla 4.2.

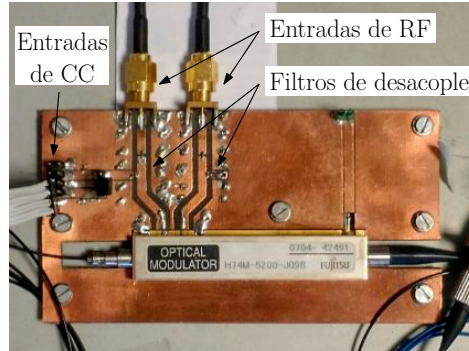


Figura 4.6: Modulador Mach-Zehnder utilizado en las mediciones experimentales.

Tabla 4.2: Características nominales del modulador Mach-Zehnder.

Parámetro	Valor
V_{π}	2,6 – 4 V
λ	1530 – 1608 nm
ER	12 – 18 dB
IL máxima (pérdidas por inserción)	6 – 7 dB

Para poder utilizar el modulador, es necesario polarizarlo en su punto de trabajo, por lo que se utilizó un filtro de desacople, o filtro de *choke*. La función del mismo es desacoplar la entrada de polarización de la entrada de RF, por lo que el correcto dimensionamiento de este filtro es fundamental para lograr un buen desempeño con secuencias largas de unos o ceros. Según la ITU [27], la secuencia PRBS con la que se debe medir el rendimiento de un sistema de tasas de hasta 140 Mbps es la generada por el polinomio:

$$\text{PRBS}_{23} = x^{23} + x^{18} . \quad (4.4)$$

Teniendo en cuenta que la tasa de DPSK que se espera utilizar es del mismo orden, se dimensionó el filtro para una secuencia máxima de unos (o ceros) de 23 bits. Para ello, se buscó que la constante de decaimiento τ del filtro cumpla la relación: $\tau \gg 23 T_b$. En la Figura 4.7 se muestra el circuito implementado, cuya frecuencia de corte inferior teórica resultó $f_{ci} = 516$ kHz.

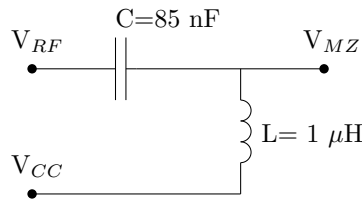


Figura 4.7: Circuito de desacople del modulador.

En la Tabla 4.3 se muestran los parámetros medidos. Las mediciones de f_{ci} y V_{π} se realizaron para ambos brazos con resultados similares, por lo que el valor reportado

Tabla 4.3: Parámetros medidos del conjunto modulador y filtro de desacople.

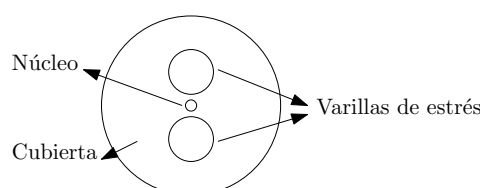
Parámetro	Medición
V_π	$3,6 \pm 0,1V$
IL	$4,9 \pm 0,1dB$
f_{ci}	910kHz
Desbalance	$0,6 \pm 0,1V$

corresponde al promedio de las mismas. El parámetro de desbalance es igual a la tensión diferencial que es necesario aplicar en el modulador para maximizar la potencia de salida. Este desbalance se debe a que los brazos del modulador no poseen exactamente la misma longitud óptica cuando la tensión es nula.

Para alimentar la entrada de polarización se utilizó una fuente Keithley 2230-30-1, mientras que para generar la señal de RF se utilizó un generador de onda arbitraria (*arbitrary waveform generator*, AWG) Tektronik AWG5014C.

4.1.3. Caracterización del interferómetro Mach-Zehnder de retardo (MZDI)

Inicialmente se utilizó un interferómetro compuesto por dos acopladores variables y un retardo de fibra estándar. Este resultó ser muy inestable debido a que no poseía ningún control de la polarización. En este tipo de dispositivos, este control es fundamental, ya que al combinarse los campos eléctricos, estos solo pueden interferir entre sí cuando su polarización coincide. Teniendo en cuenta esto, se decidió implementar un interferómetro con fibra de polarización mantenida (*polarization maintaining fiber*, PMF), el cual fue fabricado en el Centro de Investigaciones Ópticas (CIOp) de La Plata.

**Figura 4.8:** Corte transversal de una PMF.

La PMF posee un núcleo similar al de la fibra estándar, y una cubierta en la cual se introducen dos varillas de estrés. La función de las mismas es comprimir el núcleo y deformarlo de manera controlada, tal como se muestra en la Figura 4.8. El resultado es un efecto de birrefringencia que causa una variación en el índice de refracción con el eje de orientación. Se denomina eje rápido al eje que posee un índice mayor, mientras que el eje perpendicular se denomina eje lento. El resultado es que la luz entrante polarizada en la dirección de alguno de dichos ejes, sale de la PMF con el mismo

estado de polarización. Por otro lado, si la polarización de entrada no es lineal, o no coincide con la dirección de algún eje, se puede suponer que el estado de polarización se descompone en una componente para el eje rápido y otra para el eje lento, y ambas componentes viajan a diferentes velocidades debido a la birrefringencia. Para evitar esto, es necesario utilizar un controlador de polarización previo a la PMF, de manera tal de hacer coincidir la polarización de la señal de entrada con alguno de los ejes de la PMF.

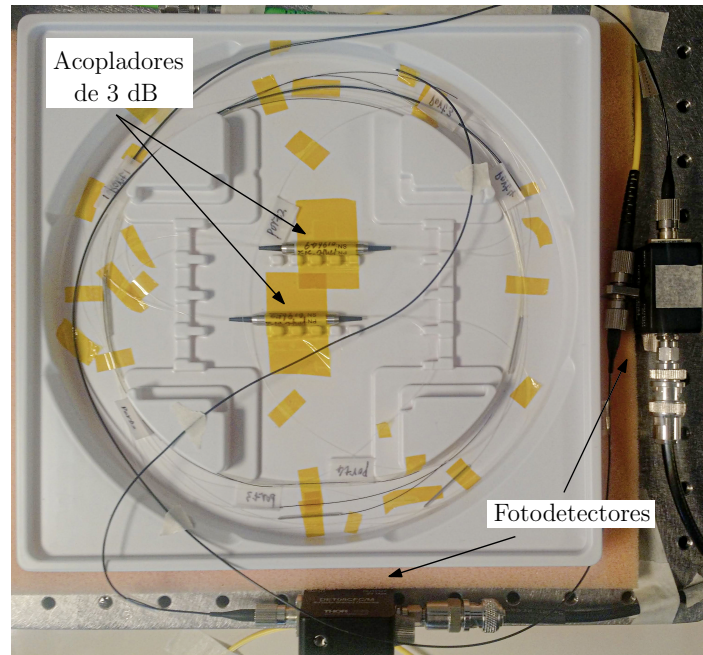


Figura 4.9: Interferómetro Mach-Zehnder de retardo implementado en el laboratorio.

Para fabricar el interferómetro fue necesario definir una tasa de transmisión. Considerando las características del instrumental disponible en el laboratorio, las simulaciones numéricas realizadas y las mediciones de ancho espectral, se decidió utilizar un retardo, relativo a la rama restante, de 8 ns (120 Mbps), este valor representa una longitud de 1,6 m. En la Figura 4.9 se muestra el interferómetro implementado, en donde puede observarse que para la detección se utilizaron dos fotodetectores DET08CFC/M de Thorlabs de 5 GHz de ancho de banda. Para las mediciones se usó un osciloscopio Rigol MDO3054 de 500 MHz de ancho de banda, con el cual, además, se calculó la señal resta.

4.2. Caracterización del enlace OOK de 10 Gbps

Como se mencionó, para la transmisión OOK se utilizó un equipo Ciena 4200 de 10 Gbps cuyo estándar de transmisión es OTU2 [20]. El mismo contó con una serie de placas transmisoras y receptoras, módulos compensadores de dispersión (*dispersion*

compensation module, DCM), amplificadores EDFA, filtros y multiplexores ópticos. En la Figura 4.10 se muestra una imagen de la plataforma, mientras que en la Figura 4.11 se muestra la placa que se utilizó para transmisión y recepción.



Figura 4.10: Plataforma Ciena 4200.

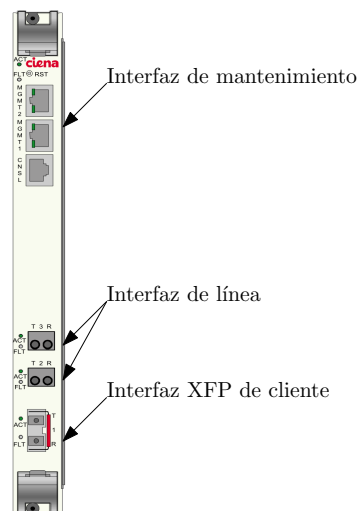


Figura 4.11: Placa F10T utilizada.

4.2.1. Esquema experimental

El diagrama del esquema para la evaluación de la curva BER vs OSNR se muestra en la Figura 4.12, mientras que en la Figura 4.13 se muestra la implementación experimental del mismo. La señal óptica se tomó de la salida de línea de la placa F10T. La misma cuenta con una interfaz óptica OTU2 en el lado línea, cuyas características se especifican en el Apéndice E, y una interfaz XFP para el lado cliente, en la cual es posible ingresar señales STM-64, OC-192, 10Gbit Ethernet, etc en mediante un transceptor. La placa encapsula estos protocolos en el protocolo OTU2, y luego los transmite por la interfaz de línea (ocurre lo mismo en sentido inverso para la recepción). Además, dicha placa permite sintonizar un canal determinado dentro de la grilla ITU de 100 GHz. Teniendo en cuenta las características de los filtros disponibles se decidió utilizar el canal 28 (1554,94 nm). El esquema de modulación utilizado fue OOK NRZ, con una tasa efectiva de 10,7 Gbps.

Para lograr las OSNR requeridas para la caracterización del desempeño, se utilizó una fuente de ruido óptico amplificadora, cuya potencia fue controlada mediante un atenuador óptico variable (*variable optical attenuator*, VOA). Esta fuente de ruido fue implementada mediante un amplificador óptico del equipo Ciena, un filtro de grupo de 6,4 nm de ancho de banda, y un amplificador EDFA OptiLab de 30 dB de ganancia. Este filtro se colocó para evitar saturar el amplificador, por lo que se obtuvo un espectro de ruido con un ancho de banda de aproximadamente 800 GHz (6,4 nm) a la salida del EDFA. Finalmente, el ruido generado se combinó con la señal de 10 Gbps utilizando

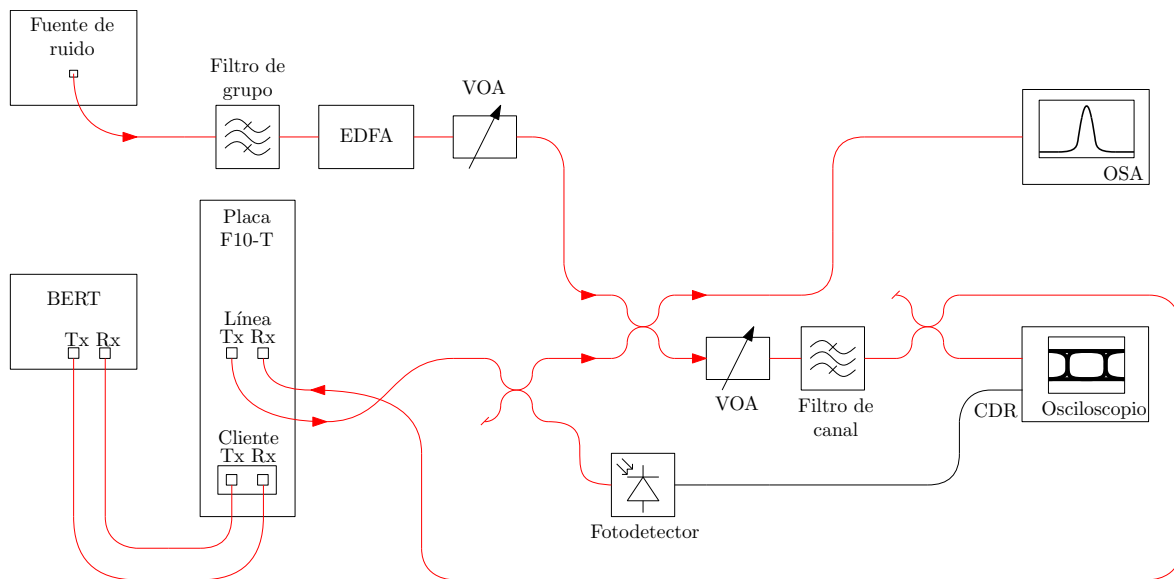


Figura 4.12: Esquema para la evaluación de la curva BER vs OSNR del enlace OOK NRZ 10G. En rojo se muestran las señales ópticas y en negro las eléctricas.

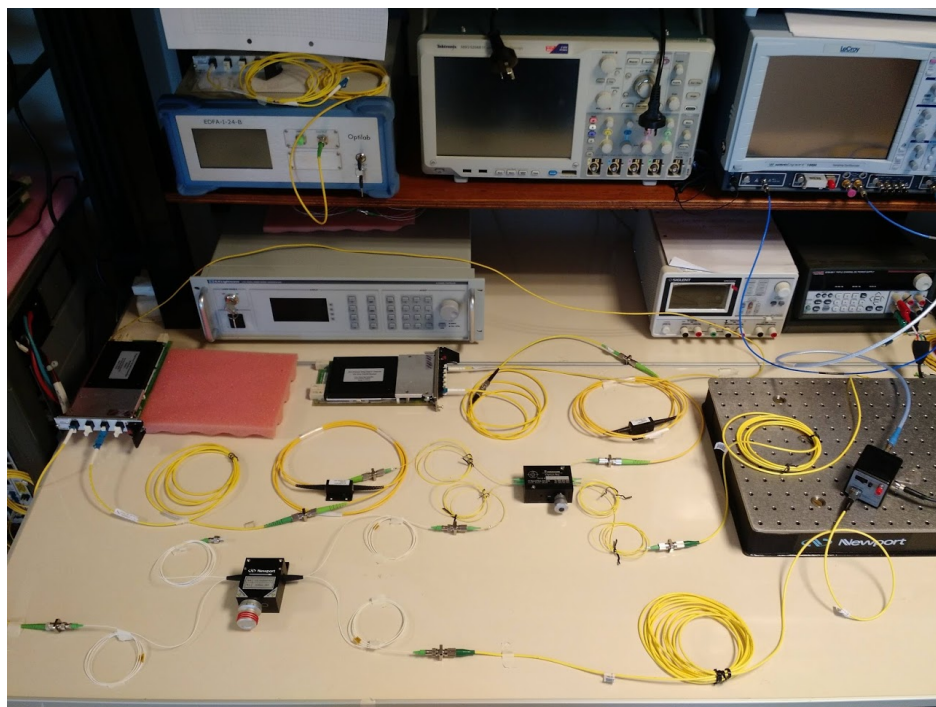


Figura 4.13: Esquema experimental implementado en el laboratorio para la evaluación de la curva BER vs OSNR del enlace OOK NRZ 10G.

un acoplador de 3 dB. Una de las salidas de dicho acoplador se midió directamente en un analizador de espectro óptico (optical spectrum analyzer, OSA), mientras que la restante se ingresó a otro acoplador. Esto permitió la medición en un osciloscopio óptico y el cierre del bucle hacia el puerto de recepción del equipo Ciena de manera simultánea. En el OSA (Viavi MTS 8000) se determinó la OSNR como la diferencia en dB entre la potencia de señal y la potencia del piso de ruido (se configuró el ancho de banda de resolución (*resolution bandwidth*, RBW) del OSA en 0,1 nm). Mientras que, en el osciloscopio (LeCroy WaveExpert 100H) fue posible determinar el diagrama de ojo de la señal OOK de 10 Gbps. A su vez, la salida restante se utilizó para cerrar el lazo de línea que retorna a la placa Ciena F10T. Para estas mediciones fue necesario acondicionar la señal mediante un VOA para fijar la potencia de señal recibida, y un filtro de canal para eliminar el ruido óptico. Dado que el osciloscopio es de muestreo, fue necesario utilizar una señal de disparo. Esta se generó utilizando el módulo de recuperación de reloj (*clock data recovery*, CDR) del mismo, el cual, a partir de una señal de datos aleatoria, genera una señal de reloj sincronizada a la tasa de transmisión de dichos datos. Debido a esto, se colocó un acoplador variable a la salida de línea de la placa F10T, y luego se fotodetectó dicha señal, y, finalmente, la salida del mismo se ingresó al CDR.

Se utilizaron dos métodos para caracterizar el desempeño del enlace OOK. El primero constió en analizar los datos del diagrama de ojo medido en el osciloscopio, el cual permite exportar directamente el histograma de la distribución de unos y ceros para un instante dado. Con estos datos se utilizó el método del Q para aproximar la BER, como se mostró en la Sección 3.1.2.

En segundo lugar se utilizaron las métricas del código corrector de errores (FEC) del equipo Ciena, obtenidas a partir de la señal recibida en el lazo mencionado anteriormente, para estimar la BER. El mismo reporta una variable denominada CorrFec cada 15 minutos, informando la cantidad de errores corregidos por el código en dicho período. Estos errores son contados de a byte, por lo que para poder estimar la BER es necesario hacer la suposición de que la cantidad de errores de bit se puede aproximar por la cantidad de errores de byte. Este método es válido para BER menores a 10^{-4} , ya que para BER mayores, se excede la capacidad de corrección del FEC.

De esta manera, para $BER > 10^{-4}$, se utilizó un equipo medidor de BER (*bit error rate tester*, BERT) conectado en el puerto cliente del equipo Ciena, para tener una idea de la magnitud de la tasa de error en el puerto de línea. Para ello se usó BERT Sunset 10G con interfaz STM-64 (10 Gbps). Este equipo genera una PRBS 2^{31} , la cual se ingresa al puerto de recepción del lado cliente de la placa Ciena, esta la convierte al protocolo OTU2 y luego la transmite por el bucle de fibra. La señal regresa al puerto de recepción del lado línea de la placa Ciena y se convierte nuevamente al protocolo STM64, el cual la transmite nuevamente hacia el instrumento. Si existen errores en el

bucle del lado línea que el código corrector del quipo Ciena no puede corregir, el BERT mide una tasa de error distinta de cero. Utilizando esta BER es posible estimar, de manera aproximada, la BER del lado línea que se desea medir. En el Apéndice D se analiza con mayor profundidad este método.

4.2.2. Medición de la curva BER vs OSNR para el enlace OOK de 10 Gbps

En primer lugar se realizó la caracterización del ancho de banda del filtro de canal, el cual resultó ser igual a 71 GHz. El procedimiento utilizado consistió en conectar la fuente de ruido al filtro, y luego medir el espectro con el OSA. Por otro lado, se caracterizó también el ER del transmisor óptico del equipo Ciena, cuyo valor resultó 10,1 dB. Para ello se observó la salida del mismo con el osciloscopio sin añadir ruido, y se midieron los niveles de potencia correspondientes a un cero y uno.

A continuación se midió la OSNR siguiendo el procedimiento descrito en la sección previa. En la Figura 4.14 se muestra el espectro medido con el OSA para una OSNR de 14,8 dB, se puede observar la respuesta del filtro de grupo como piso de ruido, y la señal de 10 Gbps centrada en 1554,938 nm. Dado que el EDFA que se utilizó para amplificar el ruido no contó con ecualización de ganancia, el espectro de ruido resultante no fue perfectamente plano en toda la banda. Sin embargo, en el ancho de banda de la señal se supuso plano, dado que se consideró despreciable la variación. Por otra parte, el RBW del OSA se fijó en 0,1 nm o 12,5 GHz, lo que permitió reportar la OSNR de manera directa, ya que de esta manera se integra toda la potencia de señal y además el ruido queda integrado en el ancho de banda el que se especifica la OSNR, según las recomendaciones de la ITU [28].

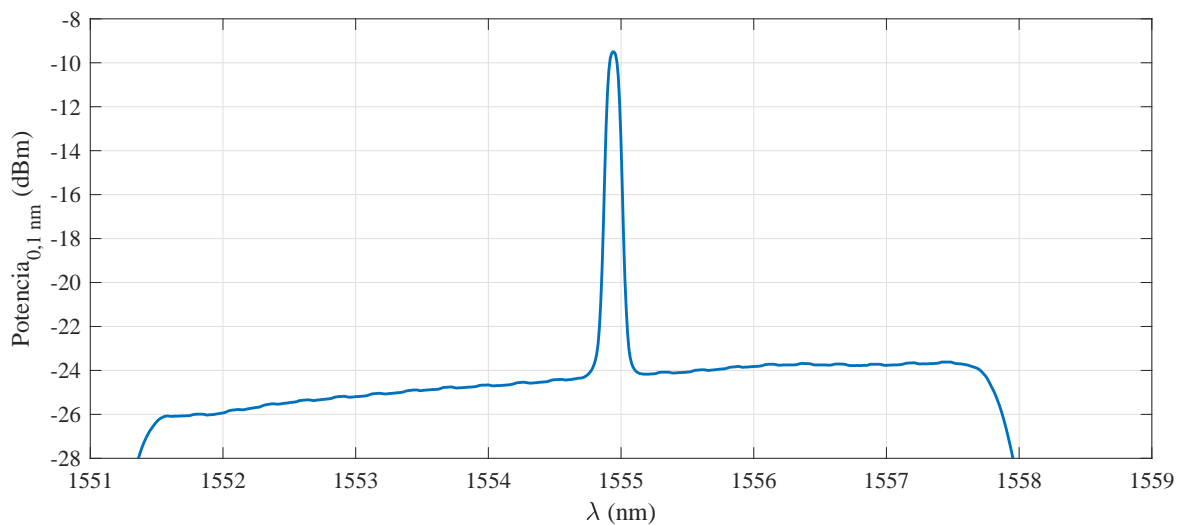


Figura 4.14: Medición del espectro de la señal OOK previo al filtrado óptico, la OSNR se fijó en 14,8 dB. Se puede observar la respuesta del filtro de grupo, en la forma de piso de ruido, y la señal OOK centrada en $\lambda = 1554,938$ nm.

En la Figura 4.15 se muestra el diagrama de ojo para una OSNR de 14,8 dB. Además, se muestran los histogramas correspondientes al nivel uno y cero, los cuales se ajustaron respectivamente con dos curvas gaussianas. A partir de estas curvas fue posible estimar una BER igual a $6,38 \times 10^{-8}$, a partir del método presentado en la Sección 3.1.2.

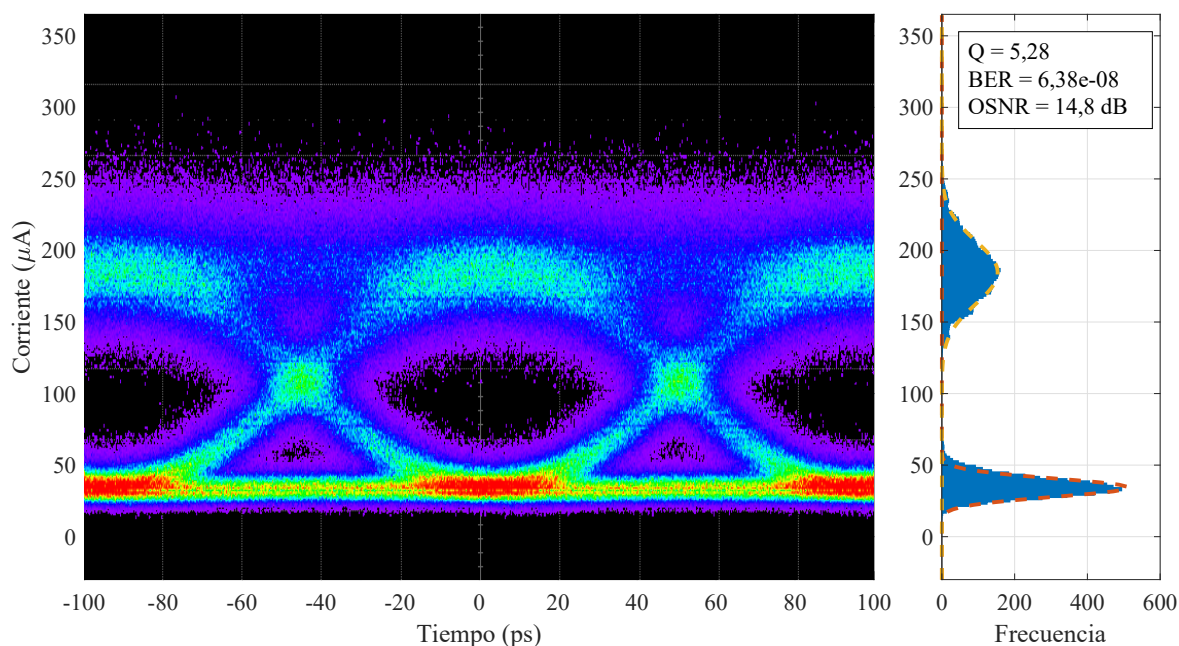


Figura 4.15: Diagrama de ojo obtenido para una OSNR de 14,8 dB. Como se puede ver, el histograma en el instante de decisión se ajustó correctamente con dos curvas gaussianas.

Finalmente, en la Figura 4.16 se muestran las tasas de error obtenidas de manera experimental al variar la OSNR del sistema. En el primer caso, la BER se estimó a partir del método del Q , para el cual se utilizaron los datos del histograma medidos con el osciloscopio. Mientras que, en la medición con FEC se utilizaron los datos entregados por el código corrector de errores del equipo Ciena. A partir de los resultados obtenidos, puede observarse que las mediciones realizadas con el osciloscopio presentan similitud con las curvas teóricas y simuladas, para OSNR menores a 17 dB. En cambio, para OSNR mayores, la curva experimental se desvía, debido a una discrepancia del 15 % en la estimación del factor Q , respecto del valor simulado.

Por otro lado, las mediciones realizadas mediante el FEC presentan una diferencia en relación a las curvas medidas con el osciloscopio, teóricas y simuladas. Esta discrepancia no se pudo analizar con más detalle, debido a que no es posible observar el estado de las señales dentro del receptor del equipo Ciena.

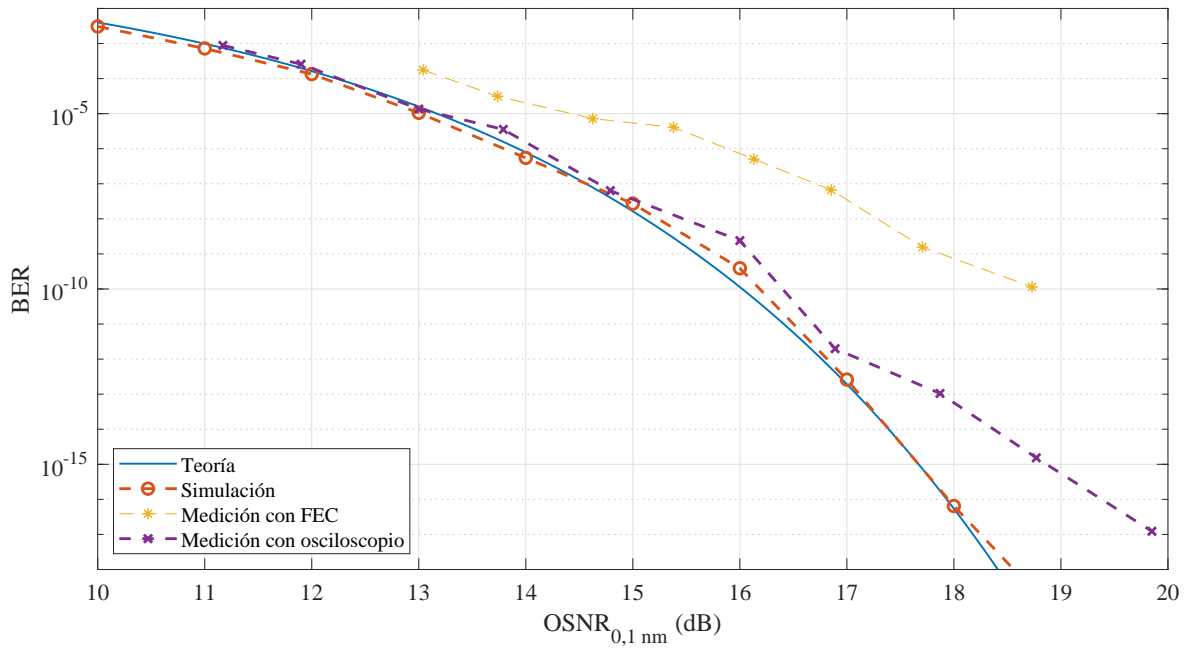


Figura 4.16: Mediciones experimentales y datos simulados para el enlace OOK 10G. En la simulación se tuvo en cuenta un ancho de banda para el filtro óptico de 71 GHz, uno eléctrico de 7 GHz y un ER = 10,1 dB.

4.3. Caracterización del enlace DPSK sobre OOK

Para la implementación del enlace DPSK sobre OOK se utilizó la señal OOK generada con el equipo Ciena, previamente caracterizada en la Sección 4.2. En cuanto al enlace DPSK, en primer lugar se midieron los parámetros de los componentes utilizados, y luego se definió la tasa de funcionamiento. Una vez definida, se fabricó el MZDI y se caracterizó la penalidad introducida por la modulación de fase sobre el enlace OOK. Finalmente, se observó el diagrama de ojo del enlace DPSK.

4.3.1. Penalidad sobre enlace OOK

En esta Sección se realiza la medición de penalidad sobre el enlace OOK, cuando este se encuentra operando dentro del sistema DPSK sobre OOK.

En esta medición se caracterizó la penalidad sobre el enlace OOK causada por la introducción del modulador Mach-Zehnder al esquema OOK. En la Figura 4.17 se muestra el esquema simplificado que se implementó. En estas condiciones el método utilizado para caracterizar el enlace fue similar al explicado en la Sección 4.2, y consistió en realizar una variación de la OSNR mientras se mide la BER del enlace OOK, utilizando el método basado en el FEC, analizado previamente.

La Figura 4.18 muestra los resultados obtenidos de la BER en función de la OSNR con y sin presencia de la modulación DPSK (señal PRBS 2²³ de 120 Mbps).

Si bien en una situación ideal la modulación de fase no debería introducir ningún

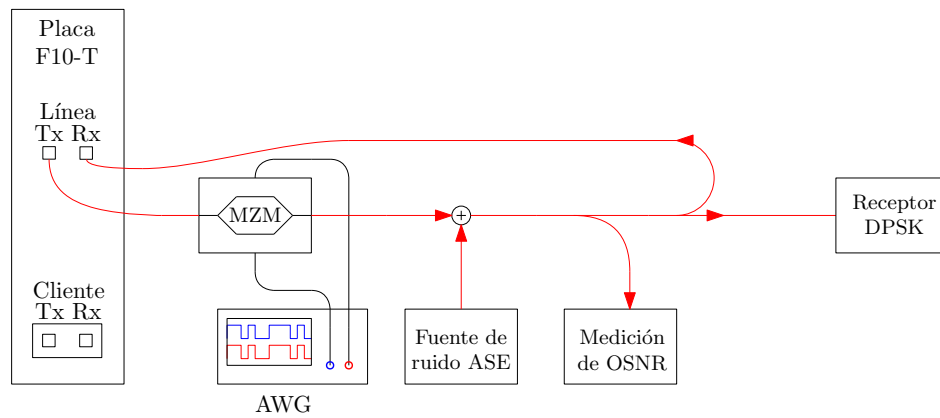


Figura 4.17: Esquema para la medición de la penalidad sobre el enlace OOK causada por la inserción del modulador DPSK.

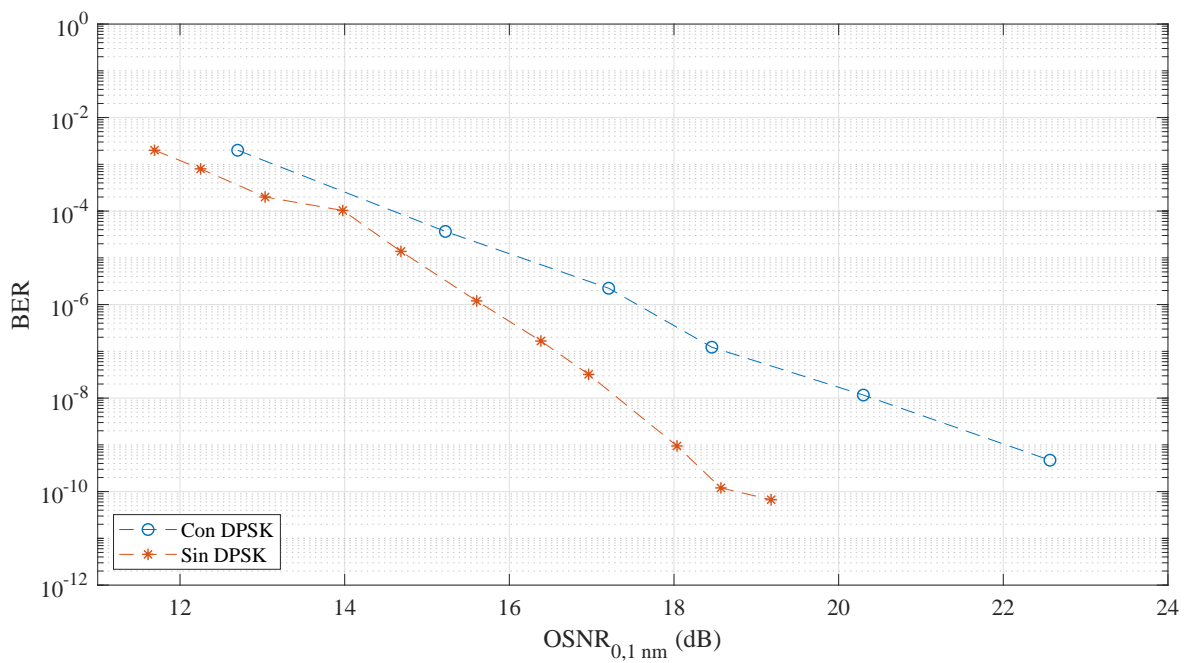
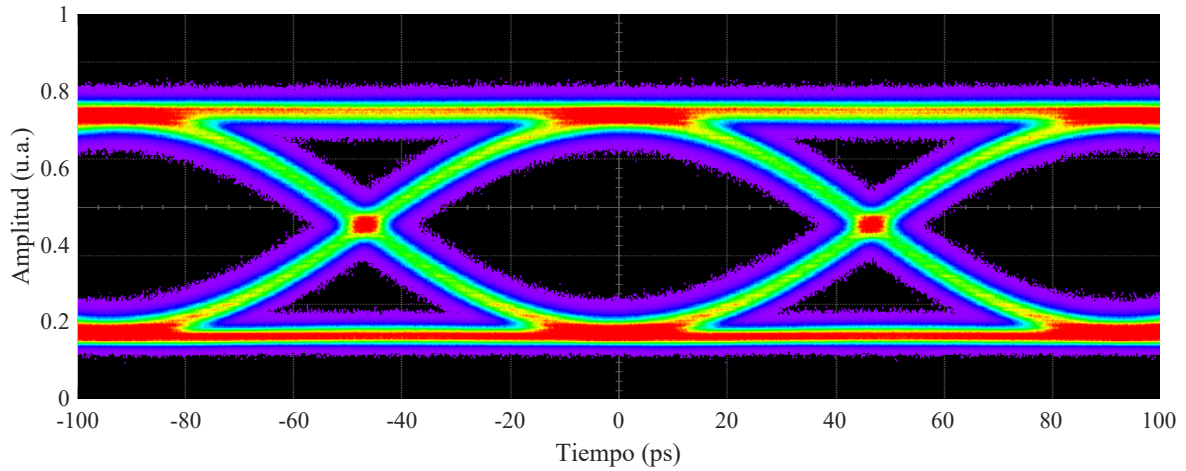
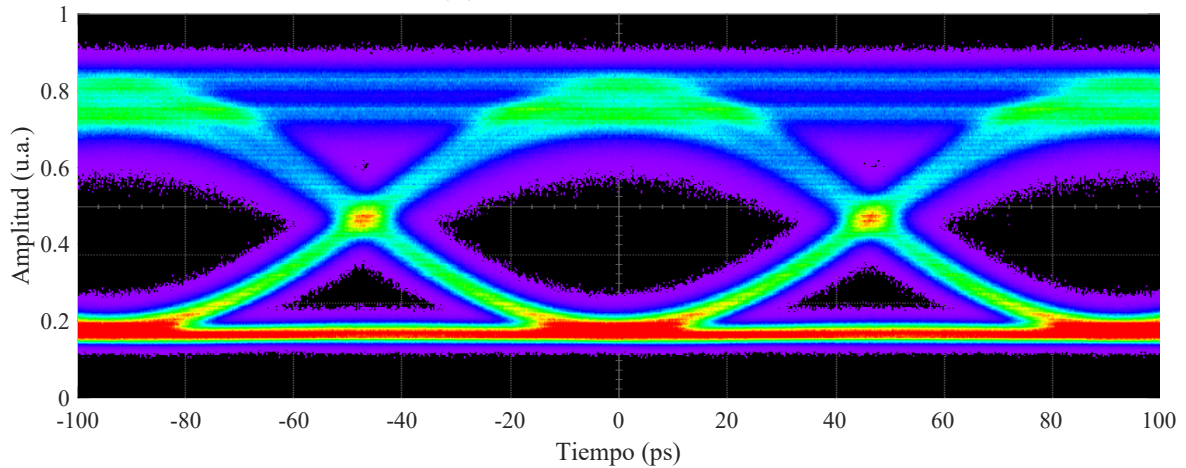


Figura 4.18: Mediciones obtenidas con conteo de errores para el enlace OOK de 10 Gbps al considerar la influencia del MZM.

efecto sobre la modulación de amplitud, se observa que existe una degradación entre 1 y 4 dB dependiendo de la OSNR considerada.



(a) MZM sin señal de RF.



(b) MZM con una PRBS de 120 Mbps en la entrada de señal de RF.

Figura 4.19: Diagramas de ojo para el enlace OOK obtenidos al introducir el MZM. En primer lugar se polarizó el mismo pero no se ingresó señal de RF, mientras que en el segundo se moduló la fase con una PRBS.

Por último se midieron los diagramas de ojo de la señal OOK cuando el sistema DPSK sobre OOK se encuentra funcionando, los cuales se muestran en las Figuras 4.19a y 4.19b. En el primer caso, la modulación DPSK se encuentra apagada y se mantiene la tensión de polarización del MZM. Mientras que en el segundo caso, se aplicó una modulación de fase con una PRBS de 120 Mbps, al igual que el análisis anterior.

Como puede observarse de comparar ambas Figuras, al encender la modulación, el diagrama del ojo se cierra y el ruido introducido en el nivel alto es mayor que en el nivel bajo. Así mismo, puede observarse que la distribución de los valores tomados en el nivel superior presentan dos picos (en color verde) mientras que en el cero no se observa esta distorsión. Si bien este comportamiento no se alcanzó a estudiar en detalle, el mismo puede deberse al desbalance introducido al alimentar los brazos del modulador con señales eléctricas que no se encuentran perfectamente alineadas.

4.3.2. Mediciones del enlace DPSK sobre OOK

Habiendo caracterizado las penalidades sobre el enlace OOK, se procedió a la medición del enlace DPSK. Para ello se implementó el esquema mostrado en la Figura 4.20, el cual es similar al utilizado anteriormente. La señal DPSK consiste en una secuencia PRBS 2^{23} con una tasa de 120 Mbps, y 3,6 V de amplitud. El receptor DPSK implementado, similar al introducido en el Capítulo 2, consiste del MZDI, caracterizado en la Sección 4.1.3, y el par de fotodiodos balanceados. El controlador de polarización situado a la entrada se utilizó para maximizar la potencia de la señal detectada por el MZDI. Finalmente, con el osciloscopio se midió el diagrama de ojo correspondiente a la señal DPSK recibida.

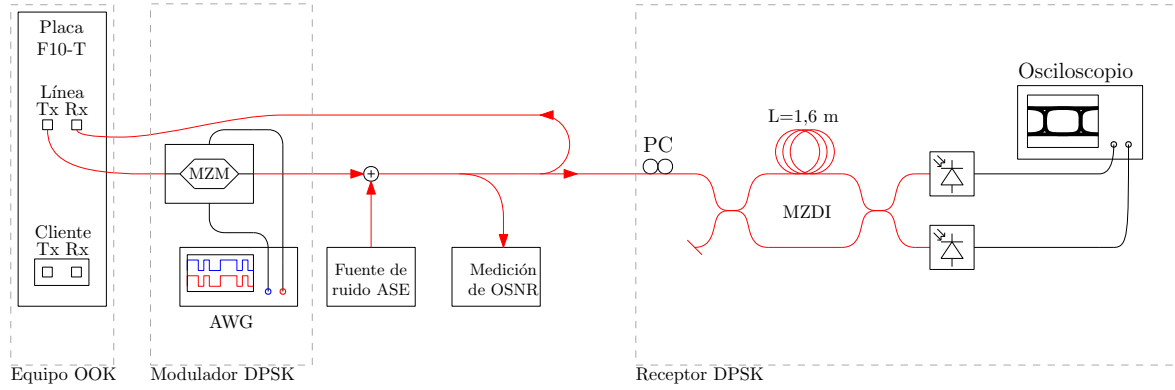
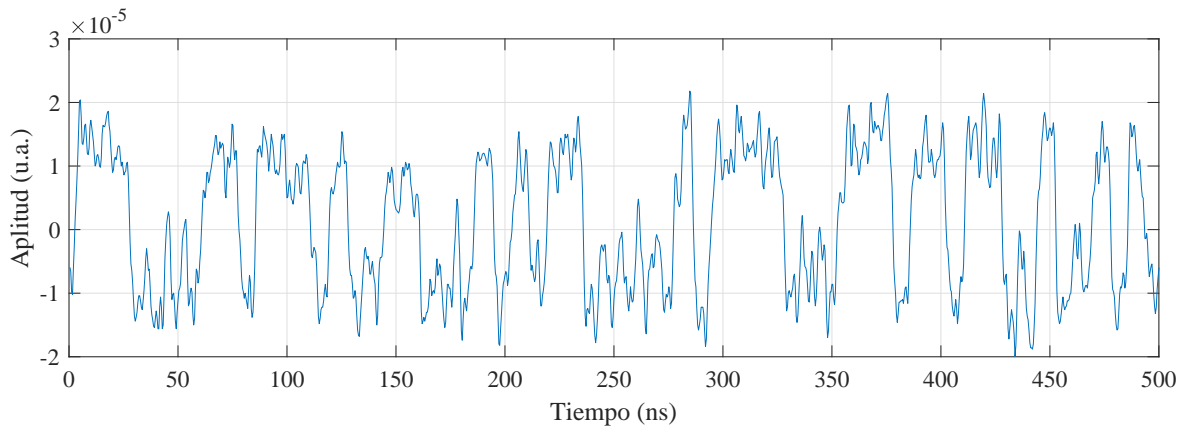
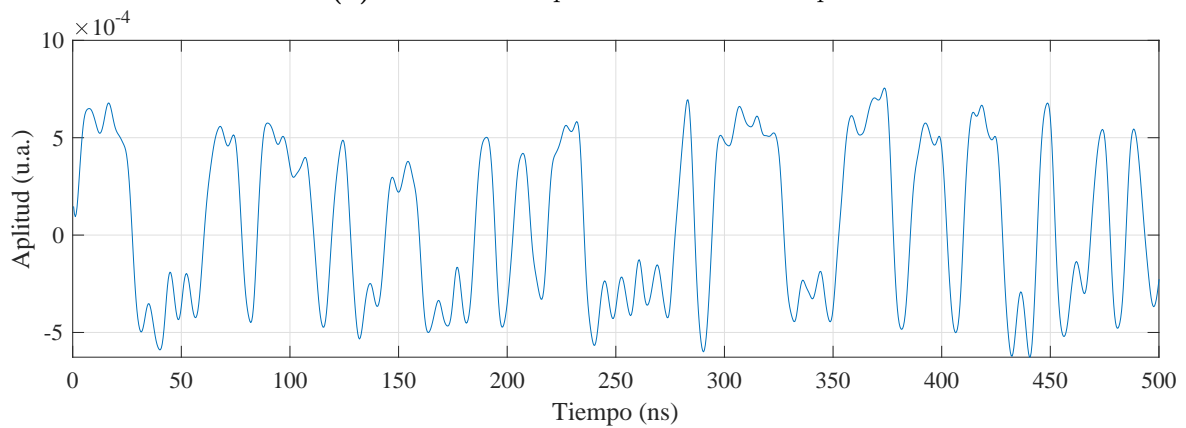


Figura 4.20: Esquema experimental para la medición del enlace DPSK sobre OOK.

En la Figura 4.21 se muestran los datos recibidos y medidos en el osciloscopio. En el primer caso (4.21a), se muestran los datos crudos, mientras que el segundo caso (4.21b), los mismos fueron filtrados con un filtro de Bessel-Thomson de cuarto orden con frecuencia de corte igual a 84 MHz ($0,7 R_b$). La Figura 4.22 muestra el diagrama de ojo, correspondiente a los datos filtrados, y sobre la izquierda, los histogramas correspondientes a los niveles del uno y cero. Como se puede ver, el mismo posee una distribución en el instante de decisión que se puede aproximar correctamente con curvas gaussianas. De esta manera, es posible estimar el factor Q , el cual resulta igual a 3,44, lo que equivale a una BER de $2,86 \times 10^{-4}$. Por otro lado, con el osciloscopio se adquirió la señal de modulación aplicada, lo que permitió comparar la secuencia detectada con la secuencia enviada, y realizar el conteo de errores. De esta manera, utilizando la máxima capacidad de almacenamiento de muestras del osciloscopio se pudo contar 3 errores sobre 38381 bits transmitidos. Si bien esta cantidad no fue suficiente para obtener una buena estimación de la BER, es un resultado compatible con la BER estimada mediante el método del Q .



(a) Secuencia recuperada con el osciloscopio.



(b) Secuencia luego del filtrado.

Figura 4.21: Secuencia DPSK detectada, en el gráfico superior se muestran los datos sin filtrar obtenidos desde el osciloscopio mientras que en el inferior se aplicó un filtro de Bessel pasa bajos de cuarto orden con frecuencia de corte igual a 84 MHz ($0,7 R_b$).

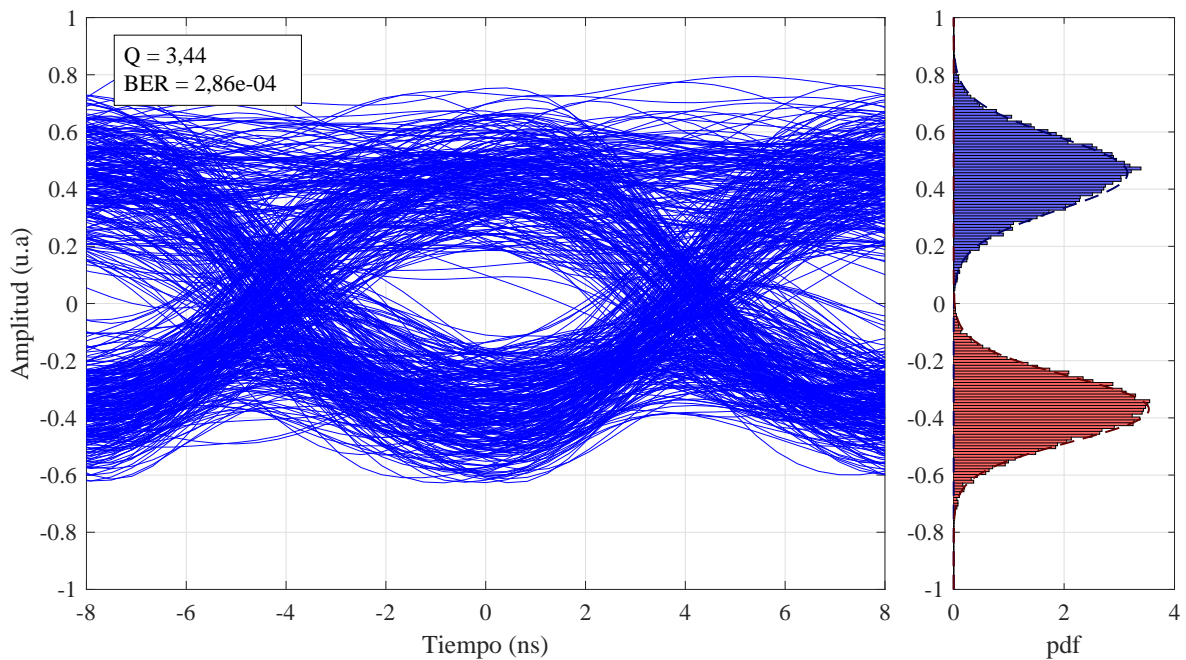


Figura 4.22: Diagrama de ojo obtenido experimentalmente luego del filtrado para el enlace DPSK de 120 Mbps sobre el enlace OOK de 10,7 Gbps.

4.3.3. Evaluación de factibilidad

Los resultados obtenidos permitieron validar la propuesta de realizar un sistema de transmisión DPSK doble OOK, enviando información adicional modulando la fase de una señal OOK de un sistema comercial. No obstante, se introdujo una penalidad entre 1 y 4 dB sobre el enlace OOK. Por otra parte, la BER medida para el enlace DPSK sin ruido óptico resultó ser aceptable para la implementación de un enlace, ya que se encontró por debajo de los requerimientos de un código corrector de errores moderno.

Sin embargo, durante las mediciones se observaron distintos efectos que dificultan la implementación práctica de un enlace de este tipo con los componentes disponibles en el laboratorio. En primer lugar, la polarización resultó ser un parámetro crítico para el funcionamiento del interferómetro, ya que en todas las mediciones fue necesario ajustar de manera manual el controlador de polarización. Esto es causado porque el estado de polarización de la señal recibida es aleatorio, y además varía en el tiempo. En condiciones controladas se logró estabilizar el esquema, y se obtuvieron los resultados reportados.

En segundo lugar, un parámetro que hasta ahora no se analizó es la deriva en frecuencia central que posee un láser. La escala de variación temporal de la misma es del orden de los segundos, ya que se debe principalmente a fluctuaciones en la temperatura y otras condiciones ambientales. Considerando que el comportamiento del interferómetro puede describirse como un filtro pasabanda periódico, como se demuestra en el Apéndice B, un cambio en la longitud de onda central de 1 pm provoca que la señal quede centrada fuera de la banda de paso del filtro MZDI. Según las especificaciones del fabricante, las cuales se muestran en el Apéndice E, la estabilidad de la longitud de onda del láser transmisor es menor a 20 pm. Esto quiere decir que la longitud de onda de emisión puede sufrir desviaciones de hasta 20 pm respecto de la nominal, lo cual a priori parece ser la principal limitación para el enlace.

Capítulo 5

Conclusiones

5.1. Acerca del trabajo realizado

El objetivo de este trabajo consistió en el estudio, implementación y evaluación de un enlace DPSK sobre OOK. En primer lugar se estudiaron los esquemas de modulación involucrados, es decir OOK y DPSK con modulación y detección directa. Para ello se implementaron simulaciones numéricas, y se compararon los resultados obtenidos con modelos teóricos.

Se implementó numéricamente un sistema OOK típico y se obtuvieron resultados compatibles con los predichos por las ecuaciones teóricas. En el caso del esquema DPSK, el sistema simulado no logró la ganancia de 3 dB esperada, respecto a OOK, posiblemente debido a que el receptor implementado no contó con un filtro adaptado. Aún así, el desempeño obtenido mejoró el del esquema OOK en 2,4 dB.

Por otro lado, se estudió la influencia del ruido de fase del láser en un esquema DPSK. Para ello se planteó un modelo teórico para el ruido en el detector, y luego se lo comparó con el obtenido en las simulaciones. Los resultados obtenidos fueron satisfactorios, y se observó que la influencia del ruido de fase disminuye al aumentar la tasa de transmisión del enlace.

Para poder analizar el funcionamiento del enlace DPSK sobre OOK, se implementaron simulaciones numéricas que tuvieron en cuenta el ruido de fase producido por el láser. Se mostró que, en general, la modulación de intensidad subyacente afecta a la modulación DPSK de manera aleatoria, causando que la distribución en el instante de decisión se pueda aproximar por una distribución binomial, con una varianza que aumenta al aumentar la tasa DPSK. Por otro lado, al igual que en el enlace DPSK analizado por separado, se observó que el ancho espectral es el factor limitante al disminuir la tasa de transmisión. Finalmente, para identificar el mejor desempeño, se planteó una simulación en la cual se varió la tasa de transmisión DPSK y se estimó la BER, para un dado ancho de línea, OSNR y tasa de transmisión OOK. Considerando un ancho

espectral de 5 MHz, una OSNR de 15 dB y una tasa de transmisión OOK de 10 Gbps, se observó que la tasa que posee el mejor desempeño para el enlace DPSK, se encuentra entre 100 y 200 Mbps.

Para validar lo analizado numéricamente se realizaron diversas mediciones experimentales. En primer lugar, debido a la influencia que posee el ancho de línea del láser en el desempeño del enlace DPSK, se implementó un método para medir dicho parámetro en los láseres disponibles en el laboratorio. Luego, se procedió a medir la curva BER vs OSNR de un sistema comercial OOK de 10,7 Gbps. Para ello fue necesario utilizar una fuente de ruido ASE, previamente amplificada, y un esquema que permitió medir la OSNR y la tasa de error simultáneamente. La BER se obtuvo de dos maneras distintas, en primer lugar se estimó de manera aproximada a partir del diagrama de ojo, utilizando un osciloscopio. Para ello fue necesario obtener los datos del histograma en el instante de decisión y luego utilizar el método del Q . En segundo lugar, se creó un bucle de fibra para ingresar al receptor del equipo comercial. De esta manera, se utilizaron las estadísticas del código corrector de errores para estimar la BER. A través del diagrama de ojo, se obtuvieron resultados que se apartaron un 15 % respecto de los teóricos. Por otro lado, los obtenidos con el código corrector de errores se apartaron aproximadamente 3 dB respecto de los esperados. En este último caso, no se pudo analizar la fuente de esta desviación, ya que no fue posible acceder a las señales internas del receptor. Sin embargo, los resultados fueron precisos, en el sentido en el que fueron repetibles, y por lo tanto se los usó como referencia.

Para la implementación del enlace DPSK sobre OOK se fabricó un MZDI utilizando PMF. La tasa del enlace DPSK se fijó en 120 MHz, mientras que se utilizó el enlace OOK de 10,7 Gbps, previamente caracterizado. En primer lugar se analizó la penalidad introducida por el MZM sobre el enlace OOK. Esta medición se realizó utilizando el FEC del equipo comercial, y se obtuvo una diferencia de entre 1 y 4 dB, aproximadamente, respecto del esquema sin el modulador. Esta discrepancia se atribuyó, posiblemente, a una falta de sincronización entre las señales que alimentaron el MZM. Finalmente se utilizó un osciloscopio para obtener la señal DPSK detectada. Utilizando el diagrama de ojo se logró estimar una BER de $2,86 \times 10^{-4}$. Además, a partir de los datos de la señal enviada, se realizó el conteo de errores, sin embargo, debido a las limitaciones en la cantidad de muestras del osciloscopio solo se pudo contar hasta 3 errores. Esta cantidad no fue suficiente para obtener una estimación aceptable de la BER.

Se observó durante las mediciones, que existen ciertas limitaciones prácticas en la implementación de un enlace de este tipo. El control de la polarización resultó ser una de ellas. Ya que, durante las mediciones se requirió de manera continua un ajuste, de prueba y error, sobre el controlador de polarización, para mejorar la apertura del ojo. Para minimizar esta dependencia, se redujo al máximo la longitud de fibra entre

transmisor y receptor. Sin embargo, la principal limitación se encontró en el lado del transmisor. Esto se debe a que los láseres poseen una deriva en la longitud de onda de emisión, principalmente causada por cambios en la temperatura. La misma tiene una variación temporal del orden de los segundos, y causa que la señal, en intervalos, se centre fuera de la banda de paso del filtro interferométrico, anulando la señal detectada.

En conclusión, se logró probar el concepto, al detectar la secuencia DPSK sobre OOK en condiciones controladas, y con una tasa de error aceptable. No obstante, su implementación práctica se vio limitada, principalmente por la deriva en frecuencia central del láser.

5.2. Trabajo a futuro

Teniendo en cuenta las limitaciones prácticas que se observaron en la implementación del enlace DPSK aislado, surgen dos alternativas para mitigarlas. Ambas requieren la utilización de tasas mas elevadas, de al menos 10 Gbps. La primera consiste en la implementación de un interferómetro con un retardo menor, lo cual aumentaría el ancho de banda del filtro interferométrico, eliminando el problema de la deriva en frecuencia central. Por otro lado, es posible implementar el demodulador con un filtro óptico. Este tipo de dispositivos se pueden fabricar utilizando una red de Bragg, ya que, en ciertas condiciones, las mismas se comportan como un filtro y se pueden diseñar de manera tal que aproximen la respuesta del interferómetro. La ventaja de este método, es que además de mitigar el problema de la deriva en frecuencia, también elimina los inconvenientes con la polarización. Sin embargo, se pierde la ganancia de 3 dB respecto de OOK. En principio, ambos métodos presentarían un enlace mas estable, permitiendo realizar mediciones considerando la propagación sobre fibra óptica.

Apéndice A

Modulador Mach-Zehnder (MZM)

Un modulador Mach-Zehnder (MZM) es un dispositivo óptico utilizado para modular la fase y la amplitud de una portadora óptica a partir de una señal eléctrica. El principio de funcionamiento se basa en la utilización de algún material, típicamente un cristal de Niobato de Litio (LiNbO_3), que puede variar su índice de refracción en función de la tensión externa que se le aplica.

En la Figura 4.6 se muestra un esquema de dicho modulador, el mismo posee dos brazos sobre los cuales se puede aplicar una tensión externa. El campo eléctrico de salida $E_{out}(t)$ se compone de la suma de los campos de cada brazo, por lo que la modulación de amplitud se logra debido a que los caminos ópticos de cada uno son distintos entre sí, de manera tal que la señal de salida puede presentar interferencia constructiva, destructiva o algún punto intermedio, según las tensiones aplicadas en los brazos.

Existen moduladores Mach-Zehnder de control simple y dual. En el simple solo se puede controlar la tensión de un brazo mientras que en el dual se pueden controlar ambas tensiones de manera independiente.

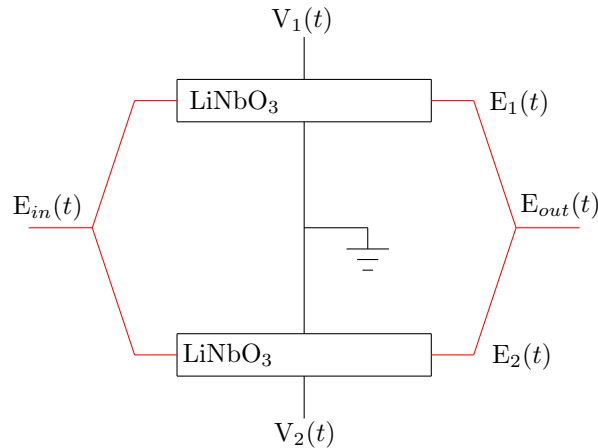


Figura A.1: Esquema de un modulador Mach Zehnder de control dual.

A.1. Funcionamiento

La constante de propagación β de cada brazo del modulador depende del índice de refracción efectivo n de la guía de onda de la siguiente manera:

$$\beta(V) = \frac{2\pi}{\lambda_0} n(V) , \quad (\text{A.1})$$

en donde V es la tensión aplicada a cada brazo del modulador y λ_0 es la longitud de onda de la portadora óptica.

Teniendo en cuenta que el índice de refracción efectivo $n(V)$ puede expresarse como: $n(V) = n_0 + \eta V(t)$, en donde n_0 es el índice de refracción sin tensión externa y η una constante que depende de la fabricación del modulador, a partir de la Ecuación A.1 se obtiene:

$$\beta(V) = \frac{2\pi}{\lambda_0} n_0 + \frac{2\pi\eta}{\lambda_0} V(t) . \quad (\text{A.2})$$

Expresando el campo eléctrico de entrada como $E_{in} = |E_{in}|e^{j\omega t}$, los campos eléctricos a la salida de cada brazo del modulador quedan:

$$E_{i_{out}} = \frac{|E_{in}|}{2} e^{j(\omega t - \beta_i(t)L_i)} , \quad (\text{A.3})$$

en donde $\beta_i(t)$ es la constante de propagación efectiva y L_i la longitud de cada brazo.

Definiendo la constante de propagación cuando la tensión externa es nula como $\beta_{0_i} = \frac{2\pi}{\lambda_0} n_{0_i}$ y la tensión necesaria para lograr un cambio de fase en un brazo igual a π como $V_{\pi_i} = \frac{\lambda_0}{L_i \eta_i}$, se puede expresar el campo de salida como:

$$E_{out}(t) = \frac{|E_{in}|}{2} e^{j\omega t} \left[e^{-j(\beta_{0_1} L_1 + \pi \frac{V_1(t)}{V_{\pi_1}})} + e^{-j(\beta_{0_2} L_2 + \pi \frac{V_2(t)}{V_{\pi_2}})} \right] , \quad (\text{A.4})$$

en donde los subíndices 1 y 2 corresponden a cada brazo del modulador.

Como se puede ver en la Ecuación A.4, la fase de salida de cada brazo se compone de un término constante debido a la longitud del mismo y otro término dependiente de la tensión de entrada. Para lograr un correcto funcionamiento es necesario que los términos de fase constante de ambos brazos estén controlados. En la práctica esto se logra aplicando tensiones de polarización V_{DC} para cancelar cualquier discrepancia que se presente en la longitud o β_0 . De esta manera la tensión aplicada sobre cada brazo queda $V_i(t) = V_{DC_i} + V_{RF_i}(t)$.

A.1.1. Modulación de amplitud

Si se desea utilizar el MZM para modular amplitud solo es necesario utilizar un brazo del mismo, esta configuración se denomina *push-pull*. Al anular la tensión sobre el segundo brazo, la Ecuación A.4 queda:

$$E_{\text{out}}(t) = \frac{|E_{\text{in}}|}{2} e^{j\omega t} \left[e^{-j\left(\beta_{01}L_1 + \pi \frac{V_{DC1} + V_{RF1}(t)}{V_{\pi 1}}\right)} + e^{-j(\beta_{02}L_2)} \right]. \quad (\text{A.5})$$

La tensión de polarización V_{DC1} debe elegirse para lograr que:

$$\beta_{01}L_1 + \pi \frac{V_{DC1}}{V_{\pi 1}} - \beta_{02}L_2 = \left(N + \frac{1}{2}\right) \pi, \quad (\text{A.6})$$

con N entero.

Suponiendo $N = 1$, se puede demostrar que la potencia de salida queda:

$$P_{\text{out}}(t) = \frac{|E_{\text{in}}|^2}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{V_{\pi}} V_{RF1}(t) + \frac{3}{2}\pi \right) \right]. \quad (\text{A.7})$$

En la Figura A.2 se muestra la potencia de salida en función de la tensión aplicada en un brazo del modulador. Al trabajar con $v_{RF} \ll V_{\pi}$ permite aproximar la transferencia como lineal pero no se utiliza todo el rango dinámico. En cambio, si se quiere modular una señal digital OOK, es conveniente fijar $V_{RF\ pp} = V_{\pi}$.

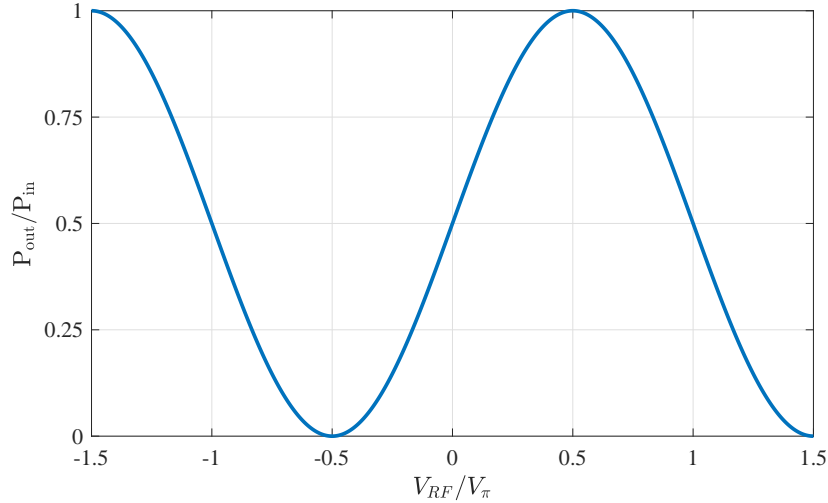


Figura A.2: Potencia de salida en función de la tensión en un brazo del MZM polarizado para funcionar como modulador de amplitud.

A.1.2. Modulación de fase

Si se desea modular la fase de la señal de entrada es necesario utilizar ambos brazos del MZM en una configuración denominada *push-push*. En este caso se tienen que

polarizar los mismos de manera tal de eliminar la diferencia de camino óptico entre ambos. Las tensiones de RF V_{RF1} y V_{RF2} deben ser iguales entre sí para garantizar la interferencia constructiva y maximizar la potencia de salida. La fase resultante es proporcional a la amplitud de $v_{RF}(t)$ y, teniendo en cuenta la definición de V_π , si $V_{RF\ pp} = V_\pi$ se logra un cambio de fase de π .

Suponiendo $V_{\pi_1} = V_{\pi_2} = V_\pi$ y $V_{RF1} = V_{RF2} = V_{RF}$, la Ecuación A.4 queda:

$$E_{out}(t) = \frac{|E_{in}|}{2} e^{j\omega t} e^{-j\frac{\pi V_{RF}(t)}{V_\pi}} \left[e^{-j\left(\beta_{01}L_1 + \pi \frac{V_{DC1}}{V_\pi}\right)} + e^{-j\left(\beta_{02}L_2 + \pi \frac{V_{DC2}}{V_\pi}\right)} \right]. \quad (A.8)$$

Para obtener el punto de polarización se deben igualar las fases de las exponenciales complejas, de donde:

$$\beta_{01}L_1 + \pi \frac{V_{DC1}}{V_\pi} = \beta_{02}L_2 + \pi \frac{V_{DC2}}{V_\pi}. \quad (A.9)$$

Finalmente, para modular la fase es necesario utilizar un punto de trabajo que compense las diferencias en el camino óptico intrínsecas del modulador y luego excitar ambos brazos con la misma señal de RF. La fase dependiente del tiempo de la señal de salida es: $\Phi(t) = \frac{V_{RF}(t)}{V_\pi} \pi$. En la Figura A.3 se muestra la fase de salida en función de la tensión de entrada.

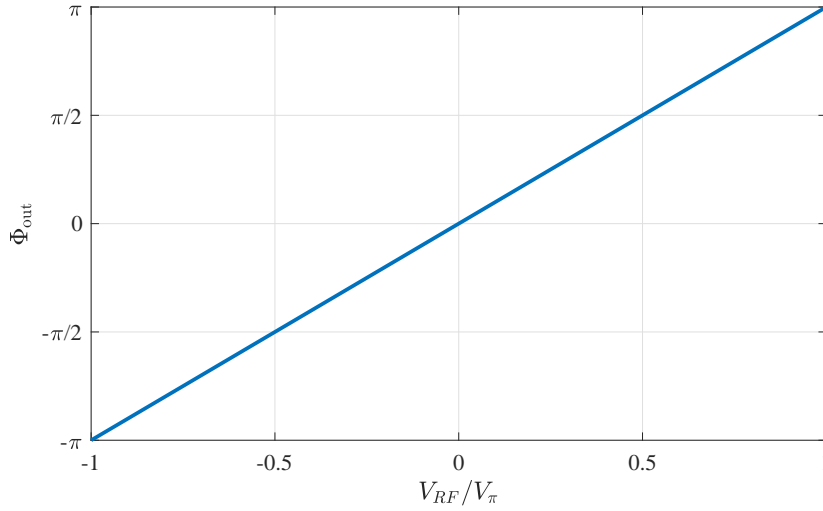


Figura A.3: Fase de salida del MZM polarizado para funcionar como modulador de fase.

Apéndice B

Interferómetro Mach-Zehnder de retardo (MZDI)

Un interferómetro Mach-Zehnder de retardo (MZDI) es un dispositivo óptico utilizado para demodular una señal con modulación de fase DPSK. El mismo consta de un interferómetro de dos brazos, con una diferencia temporal entre ellos igual a un tiempo de bit. En la Figura B.1 se muestra el esquema de dicho dispositivo.

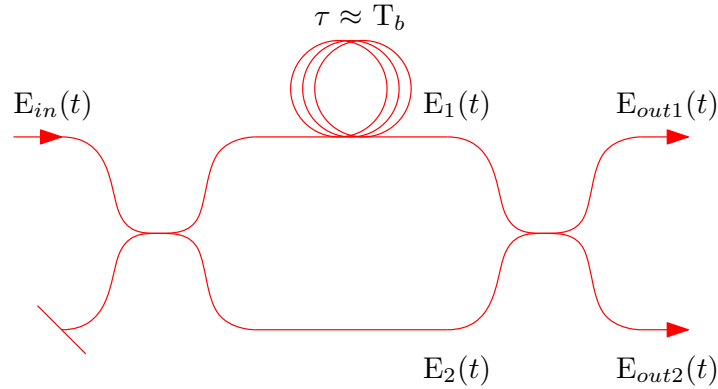


Figura B.1: Diagrama de un interferómetro Mach-Zehnder de retardo.

Como se puede ver, el mismo utiliza dos acopladores de 3 dB, uno para dividir la señal y otro para recombinarla. Un acoplador de 3 dB posee cuatro puertos, dos de entrada y dos de salida. Denominando E_{A_1} y E_{A_2} a los puertos de entrada, y E_{B_1} y E_{B_2} a los de salida, se puede demostrar que se relacionan de la siguiente manera:

$$\begin{pmatrix} E_{B_1} \\ E_{B_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{j}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{A_1} \\ E_{A_2} \end{pmatrix}. \quad (\text{B.1})$$

Teniendo en cuenta esto, al analizar el funcionamiento del primer acoplador del interferómetro, los campos $E_1(t)$ y $E_2(t)$ quedan expresados:

$$E_1(t) = \frac{E_{in}(t)e^{j2\pi f\tau}}{\sqrt{2}}, \quad (\text{B.2})$$

$$E_2(t) = \frac{jE_{in}(t)}{\sqrt{2}} , \quad (B.3)$$

donde τ es el tiempo de retardo.

Luego del segundo acoplador, los campos quedan:

$$E_{out_1}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} (e^{j2\pi f\tau} + e^{j\pi}) \quad (B.4)$$

y

$$E_{out_2}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} (e^{j(2\pi f\tau + \pi/2)} + e^{j\pi/2}) . \quad (B.5)$$

Por lo que la potencia óptica de salida para el brazo de interferencia destructiva $P_{out_1}(t)$, se expresa de la siguiente manera:

$$P_{out_1}(t) = E_{out_1}(t)E_{out_1}^*(t) \quad (B.6)$$

$$P_{out_1}(t) = \frac{|E_{in}(t)|^2}{4} (2 + e^{j(2\pi f\tau - \pi)} + e^{-j(2\pi f\tau - \pi)}) \quad (B.7)$$

$$P_{out_1}(t) = \frac{|E_{in}(t)|^2}{2} \left(1 + \frac{e^{j(2\pi f\tau - \pi)} + e^{-j(2\pi f\tau - \pi)}}{2} \right) = \frac{|E_{in}(t)|^2}{2} (1 - \cos(2\pi f\tau)) . \quad (B.8)$$

Con un procedimiento similar se llega a la expresión para el brazo de interferencia constructiva:

$$P_{out_2}(t) = \frac{|E_{in}(t)|^2}{2} (1 + \cos(2\pi f\tau)) . \quad (B.9)$$

Observando estas ecuaciones y teniendo en cuenta que la función coseno es periódica, se desprende que el valor del retardo debe cumplir la relación $f\tau = k$, siendo k natural. En la Figura B.2 se muestra la transferencia de ambos brazos de un interferómetro que posee un retardo de 10 ns, centradas en frecuencia cero. Como se puede ver, los mismos se comportan como un filtro pasabanda periódico.

Usualmente, luego de realizar las conversiones al dominio eléctrico, se realiza la resta de las corrientes de salida de los detectores. Al restar las Ecuaciones B.8 y B.9, considerando la misma responsividad \mathcal{R} para ambos fotodiodos, se obtiene la expresión de la corriente de salida del demodulador:

$$i(t) = \mathcal{R}P_{in} \cos(2\pi f\tau) . \quad (B.10)$$

En un interferómetro real se debe ajustar la longitud del retardo para lograr interferencia constructiva en un brazo y destructiva en el restante.

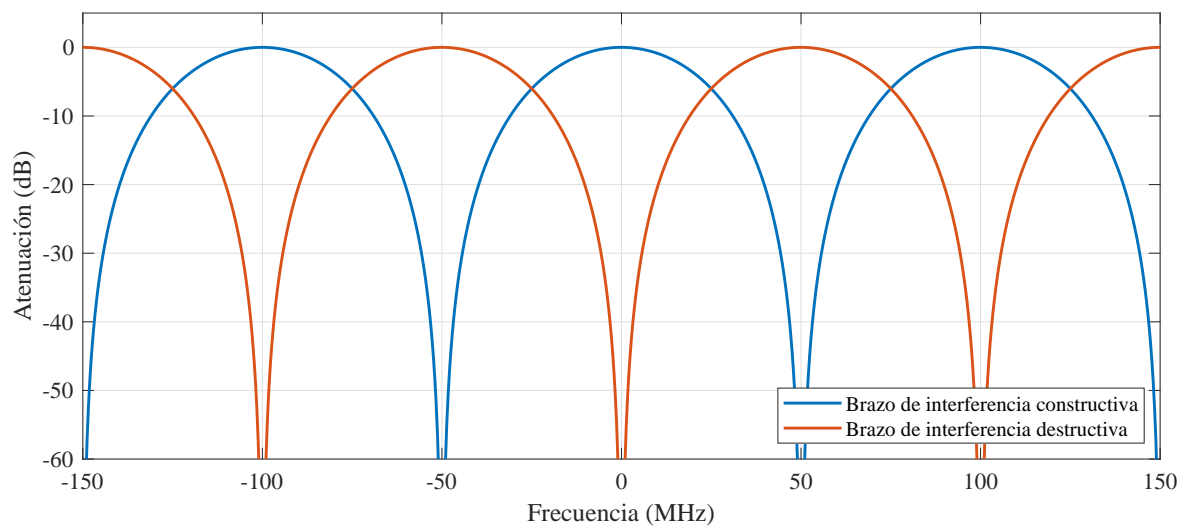


Figura B.2: Transferencia de cada brazo de un MZDI.

Apéndice C

Modelo para el ruido de fase en el detector DPSK

Como se mencionó en el Apéndice B, la corriente de salida del detector DPSK óptico puede expresarse de la siguiente manera:

$$i(t) = \mathcal{R}P_{in} \cos(\Delta\phi(t)) , \quad (\text{C.1})$$

siendo, $i(t)$ la corriente detectada, \mathcal{R} la responsividad de los fotodiodos, P_{in} la potencia recibida y $\Delta\phi(t)$ la fase diferencial entre dos bits consecutivos. Esta fase puede expresarse como:

$$\Delta\phi(t) = \Phi_{0,1} + W(t) , \quad (\text{C.2})$$

siendo $\Phi_0 = \pi$ y $\Phi_1 = 0$ las fases correspondientes a un uno y cero lógicos, y $W(t)$ el ruido de fase. Según el modelo de Wiener, la fase diferencial entre dos instantes de tiempo es una variable aleatoria gaussiana con media nula y varianza $\sigma_\phi^2 = 2\pi LW \Delta t$, con LW el ancho espectral. Teniendo en cuenta esto, el problema consiste en estimar la distribución de $i(t)$, considerando que $W(t)$ es un proceso aleatorio gaussiano.

Considerando, en primer lugar, un uno lógico transmitido, se cumple que $\Delta\phi(t) = W(t)$, ya que $\Phi_1 = 0$. La función de densidad de probabilidad (pdf) de $\Delta\phi$ queda entonces:

$$P_{\Delta\phi}(\Delta\phi) = \frac{1}{\sigma_\phi \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\Delta\phi^2}{2\sigma_\phi^2}} . \quad (\text{C.3})$$

En la Figura C.1 se muestra el cambio de variable a realizar. La pdf es la distribución gaussiana del ruido de fase, mientras que la función del cambio de variable es el coseno (sin considerar las constantes).

La expresión para el cambio de variable es la siguiente:

$$P_i(i) = \sum_{\hat{\Delta\phi}=f^{-1}(y)} \left. \frac{P_{\Delta\phi}(\Delta\phi)}{\frac{dy}{d\Delta\phi}} \right|_{\Delta\phi=\hat{\Delta\phi}} , \quad (\text{C.4})$$

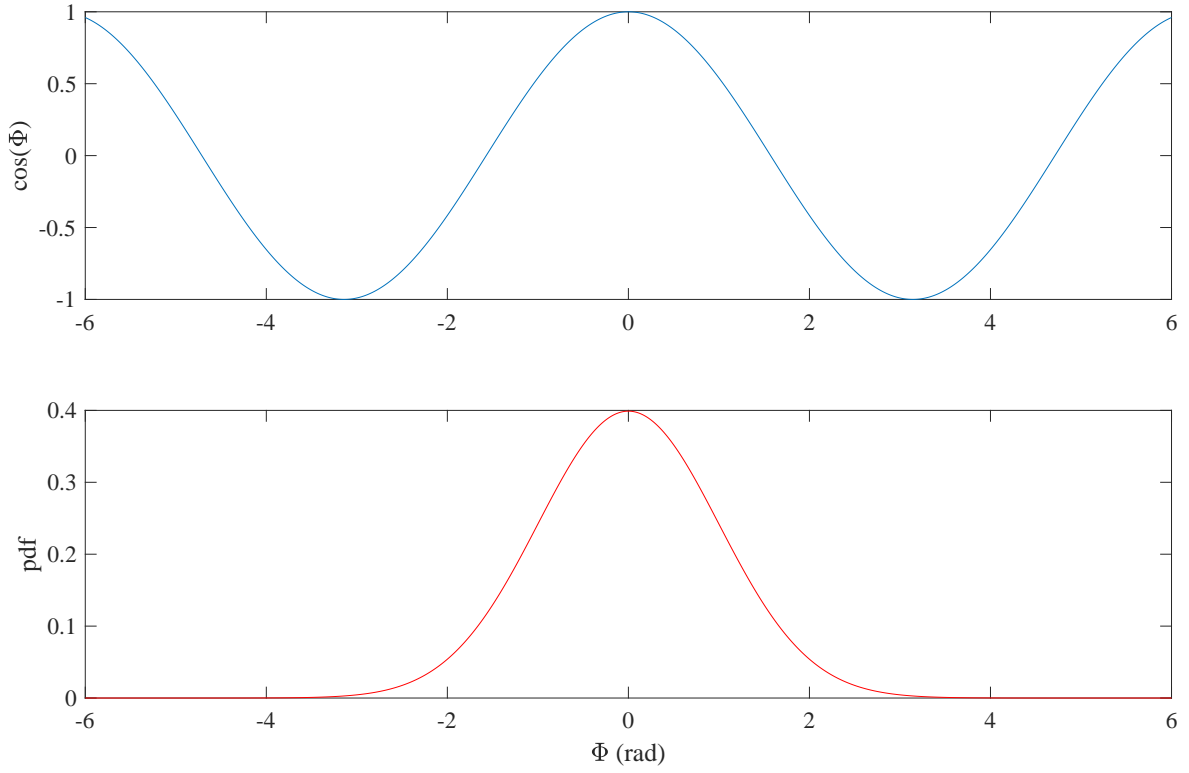


Figura C.1: Cambio de variable.

en donde f es la relación entre i y $\Delta\phi$ (Ecuación C.1).

Si $\sigma_\phi \ll \pi$, se puede suponer que la distribución se anula para valores mayores a π , y por lo tanto es posible realizar un cambio de variable inyectivo entre 0 y π , ya que la distribución y la función coseno son pares.

$$P_i(i) \approx \left. \frac{P_{\Delta\phi}(\Delta\phi)}{\frac{dy}{d\Delta\phi}} \right|_{\Delta\phi=\hat{\Delta\phi}}. \quad (\text{C.5})$$

En el caso de un cero lógico transmitido, el cambio de fase es igual a π , por lo que la distribución posee la misma forma pero se encuentra invertida y toma como valor mínimo -1. Al considerar los dos casos se obtiene la siguiente expresión para la distribución de probabilidad:

$$P_{I_d}(i_d) = \frac{1}{\mathcal{R}P_0\sigma_\phi\sqrt{2\pi}} \left[\frac{\exp\left[-\frac{(\arccos(i_d/(\mathcal{R}P_0)))^2}{2\sigma_\phi^2}\right]}{\sin(\arccos(i_d/(\mathcal{R}P_0)))} + \frac{\exp\left[-\frac{(\arccos(-i_d/(\mathcal{R}P_0)))^2}{2\sigma_\phi^2}\right]}{\sin(\arccos(-i_d/(\mathcal{R}P_0)))} \right]. \quad (\text{C.6})$$

Apéndice D

Medición de la tasa de error mediante el código corrector de errores

Un código corrector de errores es tipo de mecanismo que permite la corrección en el receptor de los errores que pueden aparecer en la transmisión de una señal de datos, sin la necesidad de retransmitir la información. Para su utilización es necesario agregar redundancia a la información original.

Existen dos tipos principales de códigos correctores, los códigos de bloque y los códigos convolucionales. Según la ITU, un equipo OTU2 debe implementar un código corrector de errores Reed-Solomon (255,239). Este es un código de bloques basado en la utilización de símbolos de ocho bits. En cada bloque de 255 símbolos, hay 239 que corresponden a la información original y 16 de redundancia, lo que introduce un *overhead* de aproximadamente 7%. Debido a esto hay una diferencia entre las tasas de transmisión, por lo que la tasa de transmisión de la información original suele denominarse tasa de bit de fuente, mientras que la tasa de transmisión al incluir la información de redundancia se denomina tasa de bit de canal. Este código permite identificar y corregir hasta 8 errores de símbolo para cada bloque de 255 símbolos.

En la Figura D.1 se muestran los resultados de una simulación realizada, en la cual se implementó un modelo de canal simétrico binario con una dada probabilidad de error y se contaron los errores en los bits de fuente. Como se puede ver, al ingresar a la curva con una BER de fuente es posible estimar una BER de canal de manera aproximada.

En las mediciones realizadas en la Sección 4.2 se utilizó este método, ya que se contó con la información de la tasa de error de bit de fuente al utilizar un BERT con interfaz STM-64. El equipo Ciena adicionó la redundancia para el código (y otro tipo de información, que se considera despreciable en cantidad respecto a la de redundancia)

y lo transmitió por la interfaz de línea, con una dada BER de canal. De esta manera se obtuvo una idea aproximada del valor real de la BER de canal al medir la BER de fuente con el BERT.

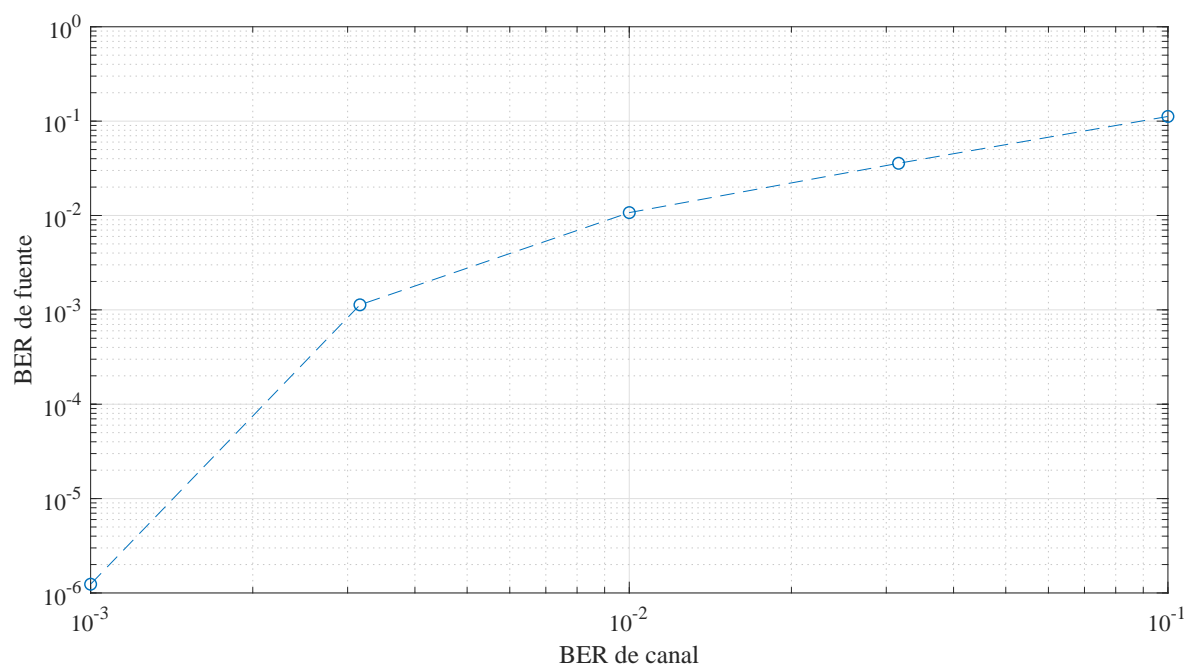


Figura D.1: BER de fuente vs BER de canal para el código Reed Solomon (255,239) utilizado en el enlace OTU2.

Apéndice E

Especificaciones de la placa F10T

En las Tablas E.1 y E.2 se muestran las especificaciones de la interfaz óptica de línea de la placa F10T utilizada en las mediciones. Se extrajeron del manual de usuario de la plataforma Ciena 4200 [29].

Tabla E.1: Especificaciones del transmisor de la placa F10T.

Transmitter	Minimum	Typical	Maximum	Condition
Wavelength (nm)	1529		1565	Adjustable on 50GHz ITU grid
Wavelength Stability (pm)	-20	0	+20	
Output Power (dBm)	+4.0	+5	+6.5	Beginning of life
Output Power (dBm) w/ OPS	+1.0	+2.5	+3.5	Beginning of life
Dispersion Penalty (dB) *		1.2	2.0	@1500ps/nm (<75km SMF with OPS, <90km SMF without OPS)
Side Mode Suppression Ratio (dB)	35			
Data Rate (Gb/s)		10.709 11.3 11.05		OTU2 (G.709) OTU2 (Wrapped FC1200) OTU2E (Transparent Mapping)
Clock Accuracy (ppm)	-20		+20	
* Dispersion penalty is determined at the BER of 10^{-12} BER with $2^{23}-1$ PRBS pattern, 9.953 Gb/s.				

Tabla E.2: Especificaciones del receptor de la placa F10T.

Receiver	Minimum	Typical	Maximum	Condition
Wavelength (nm)	1529		1565	Adjustable on 50GHz ITU grid
Receiver Sensitivity* (dBm)		-28.0 -27.0 -27.0	-26.0 -23.0 -25.0	@ OTU2 (10.7Gb/s) ** @ OTU2 (11.05Gb/s) ** @OTU2E (11.05Gb/s)
OSNR for 1dB penalty (per 0.1nm) (dB)	23 20.5			OTU2 (w/ FEC) OTU2 (w/ EFEC)
Receiver Overload (dBm)			-6	
Receiver Damage Threshold (dBm)	10			
Input Optical Reflectance (dB)		-40	-30	
Data Rate (Gb/s)		10.709 11.3 11.05		OTU2 (G.709) OTU2 (Wrapped FC1200) OTU2E (Transparent Mapping)
CDR Capture Range (ppm)	-110		+110	
* Increase by 0.5dB from typical value for OPS configurations. ** 10^{-12} BER at back to back with $2^{23}-1$ PRBS pattern. No FEC *** 10^{-15} BER at back to back with $2^{23}-1$ PRBS pattern. With FEC.				

Apéndice F

Práctica profesional supervisada (PPS)

El trabajo desarrollado en la práctica profesional supervisada (PPS), tuvo como objetivo la caracterización de un equipo comercial de transmisión óptica de 10Gbps. Dicho equipo (CIENA 4200) se encuentra en el Laboratorio de Investigación Aplicada en Telecomunicaciones (LIAT) del Centro Atómico Bariloche. La práctica desarrollada, consistió en obtener la tasa de error de bit (BER) en función de la relación señal a ruido óptica (OSNR). Para ello fue necesario implementar una fuente de ruido particular y, por otro lado, un esquema de recepción de los datos, que permita determinar el número de bits erróneos recibidos. El esquema de medición y los resultados obtenidos se detallan en el capítulo 4 de la presente tesis.

Así mismo, se deja constancia de que el alumno cumplió con más de 200 horas de trabajo, destinadas a la PPS.

Leonardo Morbidel

Pablo A. Costanzo Caso

Apéndice G

Actividades de proyecto y diseño (P&D)

Las actividades de proyecto y diseño (P&D), fueron desarrolladas en el Laboratorio de Investigación Aplicada en Telecomunicaciones (LIAT) del Centro Atómico Bariloche. El objetivo de estas actividades se centró en la medición del ancho espectral de transmisores láser, que son utilizados en telecomunicaciones. El trabajo desarrollado, consistió en el diseño del sistema de medición y la obtención de los datos. Posteriormente, dichas mediciones fueron validadas a partir de modelos teóricos. Parte de los resultados obtenidos son presentados en el capítulo 4 de la presente tesis.

Así mismo, se deja constancia de que el alumno cumplió con más de 200 horas de trabajo, destinadas a las P&D.

Leonardo Morbidel

Pablo A. Costanzo Caso

Bibliografía

- [1] Cisco. Cisco visual networking index: Forecast and trends, 20172022. (C11-741490-00), feb. 2019. 1
- [2] (Eds.), C. D. Fiber Optic Data Communication. Technological Trends and Advances. Academic Press, 2002. 1
- [3] Agrawal, G. P. Fiber-Optic Communication Systems. Wiley series in microwave and optical engineering. Wiley-Interscience, 2002. 1, 21, 35, 37
- [4] E. Paulucci, P. A. C. C. N. R. R. D., C. Lambert. Análisis de filtros basados en redes de bragg grabadas en fibra óptica. Actas de XII Reunión de Procesamiento de la Información y Control (RPIC). Rio Gallegos, Argentina, 2007. 1
- [5] E. Paulucci, P. A. C. C. R. D., E. Sicre. Multiplexación/demultiplexación de señales wdm mediante filtros de realimentación distribuida. Actas de XIII Reunión de Procesamiento de la Información y Control (RPIC). Rosario, Argentina, 2009. 1
- [6] E. Paulucci, P. A. C.-C. N. R. R. D., C. Lambert. Ecualización de la ganancia de un edfa empleando un filtro acusto-óptico sintonizable. Actas XXI Congreso Argentino de Control Automático (AADECA). Buenos Aires, Argentina, 2008. 1
- [7] Ho, K.-P. Phase-Modulated Optical Communication Systems. Library of Congress Cataloging-in-Publication Data. Springer, 2005. 2
- [8] Xu, C. X. L. X. W. Differential phase-shift keying for high spectral efficiency optical transmissions. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, **10**, 281–293, 2004. 2, 20
- [9] J. P. Pascual, Y. E., M. Tosi, y. P. A. Costanzo Caso. Photodetector imbalances equalization in an optical dpsk modulation. IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON). San Miguel de Tucumán, Argentina, 2018. 2
- [10] Tosi, M. Desarrollo de un receptor digital de comunicaciones ópticas para redes de acceso de alta capacidad. Proyecto Fin de Carrera, Instituto Balseiro, San Carlos de Bariloche, 2018. 2

- [11] E. Battocchio, L. B. R., Caso, P. C. Estimation of non-linear effects in optical fiber systems based on perturbation models. XVI Workshop on Information Processing and Control (RPIC). Córdoba, Argentina, 2015. 2
- [12] Natoli, L. B. R., Caso, P. C. Optimization of the control of dispersion and nonlinear effects in wdm communication systems. XVI Workshop on Information Processing and Control (RPIC). Córdoba, Argentina, 2015. 2, 6
- [13] J. P. Pascual, L. M., Y. Estrada, Caso, P. A. C. Dispersion compensation through digital filtering in an optical ook modulation system. IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON). San Miguel de Tucumán, Argentina, 2015. 6
- [14] Bulus Rossini, L., Costanzo Caso, P., Duchowicz, R., Sicre, E. Compression and equalization of arbitrary form pulses for optical fiber applications. *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, **8011**, 169–, 08 2011. 6
- [15] Bulus Rossini, L., Costanzo Caso, P., Paulucci, E., Duchowicz, R., Sicre, E. Phase and amplitude measurements for high bandwidth optical signals. *Optical Fiber Technology*, **20**, 08 2014. 6
- [16] Bulus Rossini, L., Costanzo Caso, P., Duchowicz, R., Sicre, E. Optical pulse compression using the temporal radonwigner transform. *Optics Communications*, **283**, 2529–2535, 06 2010. 6
- [17] Costanzo Caso, P., Cuadrado-Laborde, C., Duchowicz, R., Sicre, E. Distortion in optical pulse equalization through phase modulation and dispersive transmission. *Optics Communications - OPT COMMUN*, **281**, 4001–4007, 08 2008. 6
- [18] Costanzo Caso, P., Cuadrado, C., Duchowicz, R., Sicre, E. Optical pulse compression by photonic devices. *Latin American applied research*, **39**, 213–217, 07 2009. 6
- [19] Zoireff, G., Costanzo Caso, P., Bulus Rossini, L. Analysis of nonlinear companding techniques for short range dmt optical links. págs. 1–5. 2018. 6
- [20] ITU-T. Optical transport network physical layer interfaces. G.959.1. Geneva, 2016. 7, 40
- [21] Winzer, P. J., Pfennigbauer, M., Strasser, M. M., Leeb, W. R. Optimum filter bandwidths for optically preamplified nrz receivers. *Journal of Lightwave Technology*, **19** (9), 1263–1273, Sep. 2001. 9
- [22] ITU-T. Optical interfaces for equipments and systems relating to the synchronous digital hierarchy. G.957. Geneva, 2006. 9

- [23] Rajiv / Sivarajan, K. N. R. Optical Networks. A Practical Perspective. 1^a edición. Morgan Kaufmann, 1998. 19, 20
- [24] Humblet, M., P.A.; Azizoglu. On the bit error rate of lightwave systems with optical amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*, **9**, 1576–1582, 1991. 19
- [25] Hui, M., Rongqing; O’Sullivan. Fiber Optic Measurement Techniques. Elsevier, 2009. 33
- [26] Welch, P. The use of fast fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms. *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, **15** (2), 70–73, June 1967. 35
- [27] ITU-T. General requirements for instrumentation for performance measurements on digital transmission equipment. O.150. Geneva, 1996. 38
- [28] ITU-T. Supervisión óptica para sistemas de multiplexación por división en longitud de onda densa. G.697.1. Geneva, 2016. 44
- [29] Corporation, C. Cn 4200 flexselect advanced services platform: System description manual, software release 7.2. (009-2010-150 - Revision A), 2010. 69

Agradecimientos

A Diego Alustiza y Marcos Mineo del CIOp de La Plata por colaborar con la fabricación del MZDI con fibra de polarización mantenida.

A Sofrecom Argentina y CIENA, gracias a quienes se dispone de un nodo de comunicaciones ópticas de 10 Gbps Ciena 4200, con el cual se desarrolló esta tesis.

Al Instituto y a la CNEA, por brindarme la oportunidad y los medios para formarme.

A todos los miembros del LIAT que siempre estuvieron dispuestos a dar una mano.

A mis directores, Leo y Pablo, por estar siempre dispuestos y disponibles para ayudar y contestar mis dudas.

A todos los profesores del IB.

A mis compañeros telecos que ayudaron a que el camino sea más fácil.

A Luz, por ayudarme a mantener el rumbo y acompañarme a todos lados.

Y a toda mi familia, especialmente a mis padres, sin ellos nada de esto sería posible.

